radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Autoportable A 110-1

PREIS DM 2,00 · 13. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

FEBRUAR 1964

4





AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. [illegible]/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Redaktionsausschuß:

Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Dr.-Ing. H. Henniger, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

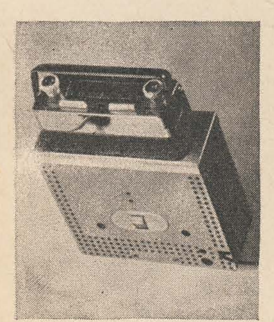
Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj“, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra“ Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:

Ein interessantes Gerät aus der Produktion des VEB Stern-Radio Berlin ist dieser Autoportable A 110-1, der auf Seite 103 ausführlich beschrieben wird.

UNSERE LESER SCHREIBEN

Ich bin schon jahrelang Abonnent Ihrer Zeitschrift „radio und fernsehen" und erwarte jedesmal mit Ungeduld die neue Ausgabe. Sie war mir bisher stets eine Quelle der Weiterbildung, und ich möchte hiermit der Redaktion meinen Dank für die sehr abwechslungsreiche und lehrreiche Gestaltung dieser Zeitschrift aussprechen. — Möge sie auch im Jahr 1964 in diesem Sinne fortfahren und den Werktätigen unserer Republik behilflich sein, sich ständig weiterzubilden und zu qualifizieren.

H. D., Wilkau-Haßlau

*

Betrifft: Titelbild „radio und fernsehen" 12 (1963) H. 24.

Oh — wenn Sie dazu eine Bauanleitung veröffentlichen könnten . . .!
Herzliche Grüße und die besten Wünsche für 1964

Ihr treuer Leser
R. L., Merseburg Süd

*

Als langjähriger Abonnent Ihrer Zeitschrift wende ich mich mit einer Bitte an Sie. Für ein Meisterstück (den von Ihnen veröffentlichten Wobbelbaustein sowie Markengeber) ist es mir trotz aller Anstrengung nicht möglich gewesen, die drei Potentiometer 100 Ω lin., sowie Schwingquarze 1 MHz und 5,5 MHz aufzutreiben. Ich wäre Ihnen sehr dankbar, wenn Sie mir einen Hinweis geben könnten, wo diese Teile erhältlich sind.

H. S., Glauchau/Sa.

Wir sind erstaunt, daß Sie als langjähriger Abonnent unserer Zeitschrift nicht wissen, daß wir prinzipiell keine Bezugsquellen für Teile usw. nachweisen können, obwohl wir dies verschiedentlich schon in unserer Zeitschrift zum Ausdruck brachten. Für diese Fragen ist der Handel zuständig, und wir sind nicht in der Lage, ihm seine Arbeit abzunehmen, auch wenn er sie manchmal nicht richtig macht. Sie werden einsehen, daß wir einen Riesenstab von Mitarbeitern brauchten, wenn wir regelmäßig feststellen sollten, in welchem Ort der DDR es welche Teile zu kaufen gibt. Wir bedauern, Ihnen nicht helfen zu können.

*

Betr.: Heft 6, März 1963, S. 189 (Bauanleitung für einen Transistorempfänger).
Ich wäre Ihnen sehr dankbar, wenn Sie mir die richtige Anzahl der erforderlichen Windungen für die Oszillatorspule mitteilen würden. Laut Bild 1 des genannten Beitrages hat sie 70 Windungen, gemäß Bild 5 soll sie 10 Windungen haben.

P. Z., Leipzig N 22

Bei der Veröffentlichung der genannten Bauanleitung ist uns ein Fehler unterlaufen, den Sie und andere Leser beim Nachbau bemerkten. Das Bild 1 ist maßgebend für die Oszillatorspule. Die Angabe „10 Windungen" im Bild 5 ist ein Zeichen- bzw. Schreibfehler. Richtig muß es „70 Windungen" heißen.
Eine entsprechende Berichtigung haben wir in unserem Heft 16 (1963) auf der Nachrichtenseite veröffentlicht. Wir bitten für diesen Fehler um Entschuldigung.

Unter „Unsere Leser schreiben" im Heft 18 des Jahrgangs 1963 wird der Umbau des TV-Empfängers „Rubens" auf 43-cm-Bildröhre erwähnt. Da ich auch an solchem Umbau interessiert bin, möchte ich Sie bitten, mir mitzuteilen, in welchem Heft diese Umbauanleitung veröffentlicht wurde. Umfaßt diese Veröffentlichung auch die Umstellung vom Parallelton- auf Intercarrierton-Verfahren? Oder gibt es dafür eine besondere Anleitung?

H. G., Sommerfeld/Kr. Oranienburg

Die Umbauanleitung des TV-Empfängers „Rubens" auf 43-cm-Bildröhre erschien in 9 (1960) H. 10 S. 317 und 318 („Aus der Reparaturpraxis"). Der Umbau von Parallelton- auf Intercarriertonverfahren hat nichts damit zu tun und wird natürlich in diesem Zusammenhang nicht beschrieben.
Eine Veröffentlichung zum Umstellen des „Rembrandt" auf Intercarrierton erschien bereits in 11 (1962) H. 17 S. 541 — vielleicht können Sie damit etwas anfangen.

*

Betr.: Bauanleitung für einen 12-W-Gegentaktverstärker im Heft 18 (1961) S. 586.
In der angegebenen Schaltung wird als zweite Verstärkerstufe und Phasenumkehrstufe eine ECC 82 verwendet. In allen mir bekannten Schaltungen findet man an dieser Stelle eine ECC 83. . . . Es ist nicht einzusehen, warum eine für diese Zwecke gebaute Röhre, die kleinen Anodenstrom und große Verstärkung besitzt, außerdem speziell brumm- und klingarm ist, durch eine Röhre ersetzt wird, die: 1. für Oszillatoren im HF-Gebiet gebaut ist, 2. kleinere Verstärkung bei wesentlich größerem Anodenstrom besitzt. Die Schaltung ist scheinbar für die ECC 83 vorgesehen. Denn bei einem $R_a = 40 \cdots 50$ kΩ arbeitet die ECC 82 im stark gekrümmten Kennlinienbereich, was für NF-Verstärker ja sehr ungünstig sein dürfte!

P. T., Dresden A 28

Ihre Kritik an der Bauanleitung im Heft 18 des Jahrgangs 1961 ist vielleicht etwas sehr „theoretisch". Nichts gegen Theorie — aber es schadet nie, eine solche mit praktischen Meßergebnissen zu untermauern. Es steht Ihnen natürlich frei, den beschriebenen Verstärker durch Einsatz einer ECC 83 anstelle einer ECC 82 als Phasenumkehrröhre abzuändern. Aber Sie befinden sich im Irrtum mit Ihrer Behauptung, die ECC 82 sei (offenbar vorzugsweise) für HF-Oszillatoren gebaut. Die Röhrenhersteller sind da anderer Meinung; siehe Röhreninformation ECC 82 in unserer Zeitschrift 4 (1955) H. 15 S. 471 und 472. Sie geben eine Phasenumkehrschaltung mit der ECC 82 an, bei der $R_a = R_k = 160\ \Omega$ beträgt.
Auch über den Klirrfaktor bei großen Außenwiderständen sagen die dort angeführten Meßergebnisse etwas anderes aus, als in Ihrer Behauptung enthalten. Sie sehen, mit theoretischen Feststellungen, die nicht experimentell überprüft sind, muß man in der Technik sehr vorsichtig sein.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem . . .

- Gegentakt-B-Verstärker mit Transistoren
- Labor- und Berechnungsunterlagen Netzwerkberechnungen Knotenpunkt- und Maschensatz
- Einiges über die Zuverlässigkeit von Bauelementen und Geräten
- Der Mischvorverstärker „Tonmixer" am Heimbandgerät BG 20-6
- Gehäuse für Transistorkleinempfänger

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Eine Fernsehrelaisstation,** die auch dem Programmaustausch der Intervision zwischen der UdSSR, der ČSSR und Ungarn dienen soll, entsteht auf einem Karpatengipfel bei Ushgorod.

▼ **Malikustik** heißt ein vom Zentralinstitut für Fertigungstechnik, Karl-Marx-Stadt, entwickeltes neues Schallschutzmittel.

▼ **Eine Farbradaranlage** wurde in Japan entwickelt. Mit dem neuen Gerät, das das Radarbild in verschiedenen Farben wiedergibt, sollen die Bewegungen von Schiffen, Flugzeugen usw. viel leichter verfolgt und auch feste Hindernisse besser erkannt werden können als beim schwarzweißen Schirmbild.

▼ Den von sowjetischen Spezialisten entwickelten Apparat **„Elektroschlaf"** haben Wissenschaftler aus Japan, Amerika, Italien und anderen Ländern erprobt und inzwischen in der Sowjetunion gekauft. Das Gerät wirkt mit schwachen Stromimpulsen niedriger Frequenz auf das zentrale Nervensystem ein, und zwar ohne die schädliche Nebenwirkung, die beim Einnehmen von Schlafmitteln über längere Zeit hinweg zu beobachten ist. Anwendung findet der „Elektroschlaf" bisher bei Hypertonie, Magen- und Zwölffingerdarmgeschwüren, Bronchialasthma, verschiedenen Neurosen mit Schlafstörungen, Sprachstörungen bei Kindern u. a. m. Es wurden ausgezeichnete Erfolge erzielt.

▼ **An einem Laser für Augenoperationen,** dem sogenannten Ophthalmoskop-Laser, wird am Stanford Medical Center in St. Franzisko gearbeitet. Mit dem Laser wurden bisher zwei Personen mit beschädigter Netzhaut operiert. Das Lasergerät besteht aus einem synthetischen Rubinkristall von 63 cm Dicke und 760 mm Länge. Es arbeitet mit 6943 Å. Dichromatische Spiegel filtern die Wellenlänge.

▼ **An einem Gammastrahlenlaser** arbeiten die sowjetischen Wissenschaftler B. V. Chirikov und L. A. Riolin.

▼ **Der belgische Fernsehamateur Jacques Herremann** empfängt häufig über eine Entfernung von 450 km (Luftlinie) in guter Qualität die Sendungen des Deutschen Fernsehfunks.

▼ **Einen „kybernetischen Kater"** konstruierten Teilnehmer des Zirkels für Amateurkonstruktionen des Pädagogischen Instituts in Stawropol (UdSSR). Mit erstaunlicher Genauigkeit ahmt dieser kybernetische Kater das Verhalten eines lebenden Tieres nach. Er umgeht alle Hindernisse, reagiert auf Laute, schnurrt, wenn er Futter findet usw.

▼ **Von dem Prototyp einer Maschine für elektronische Kartografie** wird aus Schottland berichtet. Bei dem neuentwickelten Verfahren erübrigt sich eine Reinzeichnung. Die Daten werden unmittelbar vom handschriftlichen Entwurf der Landkarte auf das Magnetband und von dort auf die für den Druck verwendeten Fotonegative übertragen.

▼ **Wenn Neutronen auf Wasserstoffatome stoßen, entsteht eine Gammastrahlung.** Im Labor für hydrogeologische Probleme „F. P. Sawarenski" in der Sowjetunion machte man sich diese Eigenschaft des Atoms zunutze. Je nach Intensität der entscheidenden Gammastrahlung läßt sich nämlich der Feuchtigkeitsgehalt des Erdbodens bestimmen und ferner der Abstand zwischen der wassertragenden Schicht und der Erdoberfläche. Ein Gerät, das diese Werte registriert, wird gegenwärtig in den Steppengebieten eingesetzt. Es trägt wesentlich dazu bei, die Kultivierungsarbeiten zu erleichtern.

Stereofonie auf der Leipziger Messe

Die Deutsche Post und die VVB Rundfunk und Fernsehen vermitteln dem Messebesucher in diesem Jahr einen Einblick in ihre Vorbereitungen zur Einführung des Stereorundfunks.
Im Städtischen Kaufhaus zeigt die Rundfunkindustrie Stereoempfänger mit Transistordecodern. Zur Vorführung des Stereorundfunkempfangs werden Stereosignale von Tonbändern bzw. Schallplatten über eine vom Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden entwickelte Codierungseinrichtung einem speziellen Modulator und Verachtfacher zugeführt (die letzteren Geräte stellt die Deutsche Post zur Verfügung). Dabei wird das gleiche Pilotverfahren angewandt wie auch zu den Versuchssendungen anläßlich der Ausstellung „40 Jahre Rundfunk in Deutschland" im Herbst 1963.
Mit dem so gebildeten Hochfrequenzsignal werden die Empfänger gespeist analog dem Empfang mit einer Antenne. Der Besucher kann sich somit ein Urteil über die HF- und NF-Eigenschaften der zunächst für den Export vorgesehenen Rundfunkempfänger bilden.
Auf dem Gemeinschaftsstand des VEB Studiotechnik Berlin und des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes der Deutschen Post in Halle 15 werden u. a. ein neuentwickeltes volltransistorisiertes Stereomagnetbandgerät (38,1 m/s) sowie Abhöreinrichtungen für Mono- und Stereotechnik in Studioqualität vorgeführt. Hier erhält der Besucher auch Informationen über die wissenschaftlichen Arbeiten des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes der Deutschen Post auf dem Gebiet der Stereofonie und Studioanlagentechnik.

Siliziumkarbid-Laser bei Zimmertemperatur

In den Tyco Laboratorien in Waltham, Mass., USA, gelang es, eine Laserdiode aus dem bisher noch nicht benutzten Werkstoff Siliziumkarbid aufzubauen, die den großen Vorteil hat, bei Zimmertemperatur zu arbeiten. Die Stromdichte betrug 120 A/cm. Das ausgestrahlte kohärente Licht hatte eine Wellenlänge von 4560 Å.

Elektron 1 und 2

In der UdSSR wurden am 30. 1. 1964 die beiden kosmischen Stationen „Elektron 1" und „Elektron 2" auf wesentlich voneinander abweichende Umlaufbahnen um die Erde gebracht.
Die Parameter für beide Stationen werden wie folgt angegeben.

	Elektron 1	Elektron 2
Perigäum	406 km	460 km
Apogäum	7100 km	68 200 km
Umlaufzeit	2 h 49 min	22 h 40 min
Neigungswinkel zur Äquatorebene	61°	61°

Die Sender der beiden Stationen arbeiten auf folgenden Frequenzen: 19,943 MHz; 19,954 MHz; 20,005 MHz; 30,0075 MHz und 90,225 MHz. Die Hauptaufgabe der beiden kosmischen Systeme ist das gleichzeitige Studium des inneren und des äußeren Strahlungsgürtels der Erde und der mit ihnen verbundenen physikalischen Erscheinungen.

Echo 2

Der am 25. 1. 1964 von den USA gestartete Ballonsatellit „Echo 2" war das erste gemeinsame Experiment der UdSSR und USA im Kosmos. Mit ihm soll u. a. eine Funktelegrafen- und Funktelefonverbindung im Kurzwellenbereich zwischen amerikanischen und sowjetischen Stationen hergestellt werden. „Echo 2" ist ein mit einer dünnen Aluminiumschicht plattierter Kunststoffballon mit einem Durchmesser von 44,29 m. Seine Oberfläche wirkt auf Funksignale von der Erde wie ein riesiger Spiegel und reflektiert sie. Zwei an Bord befindliche, mit Sonnenbatterien gespeiste Funkleitsender übermitteln die Meßdaten auf den Frequenzen 136,17 und 136,02 MHz. Seine Bahn hat ein Perigäum von 1030 km, ein Apogäum von 1300 km und eine Neigung von 62°.

Mondsonde „Ranger 6"

Die amerikanische Mondsonde „Ranger 6" wurde am 30. 1. 1964 von Cape Kennedy aus zu einem Flug zum Mond gestartet. Nach 65 Stunden und 35 Minuten traf „Ranger 6" am 2. 2. 1964 etwa 32 km vom berechneten Ziel mit einer Geschwindigkeit von 8517 km in der Stunde auf den Mond auf. Vor über vier Jahren landete etwa 840 km nordöstlich dieses Aufprallortes die sowjetische „Lunik 2". Die wichtigste Aufgabe von „Ranger 6", Fernsehbilder von der Mondoberfläche zu übermitteln, wurde jedoch nicht erfüllt, da durch einen Batterieschaden die sechs Kameras der Mondsonde nicht eingeschaltet wurden.

Saturn 1

Die bisher größte amerikanische Rakete, eine zweistufige „Saturn", wurde am 29. 1. 1964 vom Cape Kennedy gestartet. Bei dem Versuch wurde erstmalig auch die zweite Stufe gezündet, die die vorgesehene Umlaufbahn um die Erde erreichte. Der Flugkörper wiegt mit 5 Tonnen Ballast insgesamt 17 Tonnen.

Technisches Koordinationszentrum der Intervision

Die Intervision plant die Errichtung eines neuen Technischen Koordinationszentrums (TKCI) in Prag. Die Entwürfe für dieses Kontrollzentrum, das im neuen Gebäude des Tschechoslowakischen Fernsehens untergebracht werden soll, wurden bereits ausgearbeitet.
Die Wahl fiel auf Prag, weil hier eine internationale Fernsehstation aufgebaut wird, die die Richtfunkstrecken der VR Ungarn, der UdSSR, der VR Polen, der DDR, Österreichs und Westdeutschlands verbinden wird.
Gegenwärtig befindet sich das Technische Koordinationszentrum der Intervision im alten Gebäude des Tschechoslowakischen Fernsehens, wo ein Vierdraht-Dispatchersystem für die Verbindung mit den Fernsehstudios der Teilnehmer der Intervision, mit dem Internationalen Technischen Koordinationszentrum der Eurovision in Brüssel sowie mit anderen Stellen zur Verfügung steht.

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand vom 31. Dezember 1963

Bezirksdirektion für Post- und Fernmeldewesen	Rundfunkteilnehmer insgesamt	Fernsehteilnehmer davon
Rostock	249 088	106 024
Schwerin (Meckl.)	181 423	76 811
Neubrandenburg	184 532	74 267
Potsdam	368 409	168 372
Frankfurt (Oder)	206 430	90 865
Cottbus	256 871	107 752
Magdeburg	434 424	209 140
Halle (Saale)	641 003	284 045
Erfurt	388 787	175 161
Gera	239 301	101 547
Suhl	163 085	72 459
Dresden	674 399	238 016
Leipzig	558 559	204 017
Karl-Marx-Stadt	756 636	304 558
Berlin	436 065	165 825
	5 739 012 (+ 17 243)	2 378 859 (+ 121 256)

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 2. FEBRUARHEFT **4** 1964

Neue elektronische Meßgeräte aus dem VEB Funkwerk Erfurt Teil 1

AUTORENKOLLEKTIV

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

In unserem Heft 4 (1963) wurde in dem Beitrag „Neue elektronische Meßgeräte aus dem VEB Funkwerk Erfurt" über Geräte berichtet, die inzwischen in der Serienfertigung laufen. Im folgenden wird wieder eine Reihe neuer Meßgeräte aus den Hauptproduktionsrichtungen dieses Betriebes vorgestellt, bei denen die Forderungen des VI. Parteitages und der Wirtschaftskonferenz der SED nach neuen weltmarktfähigen Erzeugnissen verwirklicht worden sind. Über 60% der neuen Geräte sind nach den Richtlinien des Industriezweiges Nachrichten- und Meßtechnik unter Verwendung von Bausteinen des elektronischen Baukastensystems im mechanischen Baukastensystem konstruiert, wobei auch erstmalig die neue Gehäusereihe nach TGL 11714 eingesetzt wurde.

Durch den universellen Einsatz von Bauteilen, Bausteinen und Bausteingruppen ist es möglich, Entwicklungs- und Konstruktionszeiten zu verkürzen. Die Anwendung gedruckter Schaltungen kann voll verwirklicht werden, wobei gute Übersichtlichkeit und beste Raumausnutzung gesichert sind. Die gesamte Konstruktion ist servicegerecht und erleichtert die Fehlersuche. Darüber hinaus ist eine schnelle Auswechselbarkeit von Bausteinen gewährleistet. Durch Einsparung von Werkzeugkosten, eine rationelle Fertigung und wirtschaftliche Prüfzeiten wird eine erhebliche Steigerung der Arbeitsproduktivität mit hohem ökonomischem Nutzen erzielt.

Transistorenmeßgerät Typ 1029

Im Rahmen des Transistorenmeßgeräteprogramms der RFT stellt das neue Transistorenmeßgerät Typ 1029 (Bild 1) eine Neuentwicklung dar, die das bekannte Transistorenmeßgerät Typ 1014 ablösen soll. Es dient zur Bestimmung der NF-Parameter von Vorstufentransistoren und ist zum Einsatz in Entwicklungslaboratorien, Prüffeldern, Eingangskontrollen und in Reparaturwerkstätten gedacht. Die NF-Vierpolparameter werden nach der Hybrid-Matrix und nach der Leitwert-Matrix gemessen und können direkt abgelesen werden, wobei sowohl pnp- als auch npn-Typen gemessen werden können. Die dynamischen Werte werden bei einer Meßfrequenz von 820 Hz in Emitterschaltung ermittelt. Bei dieser Frequenz können die Parameter weitgehend als reell betrachtet werden. Die Parameter sind in drei Bereiche unterteilt. Es werden gemessen:



Bild 1: Transistorenmeßgerät Typ 1029

Eingangswiderstand h_{11e} bzw. y_{11e}	$0 \cdots 10$ kΩ
Stromverstärkung h_{21e}	$0 \cdots 300$
Steilheit y_{21e}	$0 \cdots 300$ mS
Ausgangsleitwert h_{22e} bei offenem Eingang Ausgangsleitwert y_{22e} bei kurzgeschlossenem Eingang	$0 \cdots 300\ \mu$S
Spannungsrückwirkung h_{12e}	$0 \cdots 100 \cdot 10^{-4}$
Rückwirkungsleitwert y_{12e}	$0 \cdots 10\ \mu$S

Die statischen Werte (Restströme) I_{CES}, I_{CBO} und I_{CEO} können getrennt gemessen werden, wobei die Stromversorgung so ausgelegt ist, daß auch Schalttransistoren bis zu einer Kollektorspannung von 66 V gemessen werden können. Eine direkte Meßmöglichkeit der Basis-Emitter-Spannung ist zusätzlich vorhanden. Ferner besteht die Möglichkeit, Dioden und Zenerdioden geringer Leistung auf Durchlaß- und Sperrverhalten zu überprüfen. Der prinzipielle Schaltungsaufbau des Transistorenmeßgerätes Typ 1029 ist aus dem Blockschaltbild (Bild 2) ersichtlich. Das Gerät arbeitet nach dem Brückenprinzip. Die niederfrequente Brückenspeisespannung wird in einem Wien-Brückenoszillator erzeugt, der durch besondere Schaltungsmaßnahmen eine große Temperaturstabilität besitzt. Für die Messung der Vorwärtsparameter wird die Brücke mit etwa 2 mV, für die Rückwärtsparameter mit etwa 100 mV angesteuert. Als Indikator wird ein vierstufiger Selektivverstärker benutzt, dessen Gesamtverstärkung etwa $3{,}5 \cdot 10^5$ beträgt. Diese kann durch einen Empfindlichkeitsregler eingestellt werden. Die Ausgangsspannung des Verstärkers wird durch eine Spitzenwertgleichrichtung an einem Instrument angezeigt. Gleichzeitig kann der Brückenabgleich über einen Kopfhörer abgehört werden.

Die Gleichstromversorgung des Meßobjekts erfolgt über zwei getrennt regelbare Netzteile; einmal für die Kollektor-Basis-Spannung und zum anderen für die Basis-Emitter-Spannung. Dadurch läßt sich ein kontinuierlicher Arbeitspunkt bis 30 V und 30 mA einstellen. Um das

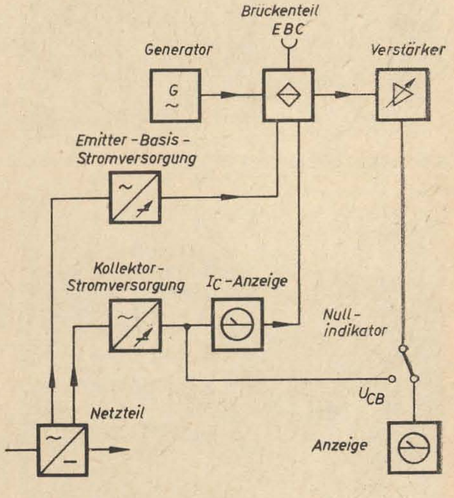


Bild 2: Blockschaltbild des Transistorenmeßgerätes Typ 1029

Gerät vor Überlastung durch fehlerhafte Meßobjekte zu schützen, wird im Netzteil für die Kollektor-Basis-Spannung eine Kurzschlußstrombegrenzung verwendet. Die beiden Anzeigeinstrumente sind gegen Überlastung durch Siliziumgleichrichter geschützt.
Das Gerät ist im mechanischen Baukastensystem aufgebaut. Der Verstärker, die Netzteile, der Oszillator und der Netztransformator sind steckbare Baugruppen, so daß der Service vereinfacht ist.

Kleinquarzuhr Typ 2019

Die neuentwickelte Kleinquarzuhr Typ 2019 (Bild 3) unterscheidet sich in ihrer Konzeption grundlegend von dem Vorgängertyp, der Kleinquarzuhr Typ 2007b. Einmal wurde eine vollständige Transistorisierung durchgeführt und zum anderen wurde durch Beachtung moderner konstruktiver und technologischer Gesichtspunkte, wie Kartenbauweise, gedruckte Schaltung usw. (Bild 4), das Volumen des Gerätes wesentlich verkleinert, so daß man erst jetzt von einer tatsächlichen Kleinquarzuhr sprechen kann. Der Einsatz des Gerätes kann in Laboratorien, physikalischen, geodätischen und hydrografischen Instituten, Prüffeldern und Meßfahrzeugen zur Frequenzmessung und -kontrolle sowie zur Erzeugung von Normalfrequenzen 100/10/1 kHz/100/50 Hz sinusförmig und 100/10/1 kHz/100 Hz und 1 Hz impulsförmig erfolgen. Die Frequenzunsicherheit beträgt $\leq 5 \cdot 10^{-8}$ pro Tag. Darüber hinaus kann die Kleinquarzuhr Typ 2019 in Sternwarten zur Steuerung astronomischer Geräte und zur Zeitbestimmung, in Uhrenfabriken und für Großuhrenanlagen (z. B. bei Bahn und Post) als Mutteruhr eingesetzt werden. Die Genauigkeit der Kleinquarzuhr ist größer als die Anforderungen, die an Schiffschronometer gestellt werden, so daß sie auch auf diesem Gebiete eingesetzt werden kann. Große Bedeutung wird der Zeit- und Frequenzmessung bei der Satellitenbeobachtung beigemessen. Auch diesen Forderungen wird die Kleinquarzuhr gerecht, zumal sie durch den Batteriebetrieb in Gegenden verwendet werden kann, in denen keine Netzspannung verfügbar ist, wie dies oft bei Satellitenbeobachtungsstationen der Fall ist.
Zur Erläuterung der Arbeitsweise des Gerätes soll das Blockschaltbild (Bild 5) dienen. Der komplette Quarzoszillator 100 kHz einschließlich der Trennstufe ist in einem hochkonstanten Thermostaten untergebracht. Mit der Quarzfrequenz wird ein Impulsformer angesteuert, der Rechteckimpulse liefert, mit denen der erste der fünf in Reihe geschalteten dekadischen Multivibratorteiler beaufschlagt wird.

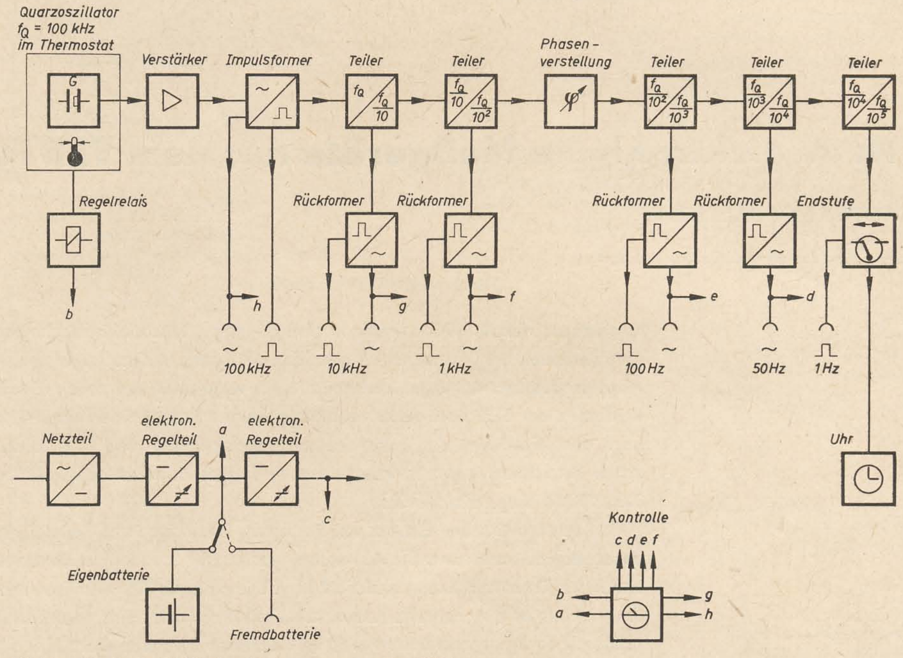


Bild 5: Blockschaltbild der Kleinquarzuhr Typ 2019

Nach dem zweiten Teiler ist eine elektronische Phasenverstelleinrichtung eingefügt, mit deren Hilfe die nun folgenden Frequenzen in Schritten von 1 ms in ihrer Phase verstellt werden können. Damit sind alle Ausgangsfrequenzen ab 100 Hz in ihrer Phase verstellbar. Dem letzten Teiler folgt die Endstufe, die die Leistung zum Antrieb des Sekundenspringer-Uhrwerkes abgibt. Die Sinus- und Impulsfrequenz von 100 kHz wird am Impulsformer abgegriffen und über Trennstufen an die Ausgangsbuchsen gegeben. Nach der ersten, zweiten und dritten Teilerstufe sowie nach der ersten Flip-Flop-Stufe des vierten Teilers werden Impulse abgenommen und dem jeweiligen Rückformer zur Gewinnung der Sinusspannungen von 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz und 50 Hz zugeführt, die über Trennstufen ebenfalls an die Ausgangsbuchsen gelangen. Bei Abschluß mit 600 Ω steht an den Buchsen eine Wechselspannung von $U_{eff} = 1$ V zur Verfügung. Gegenüber den Vorläufertypen 2007a bzw. 2007b besitzt die Kleinquarzuhr Typ 2019 einen wesentlichen Vorteil. Bei kurzzeitigem Netzausfall übernimmt automatisch ein eingebauter Nickel-Kadmium-Sammler (12 V/2 Ah), der bei Netzbetrieb als Pufferbatterie arbeitet, die Stromversorgung des Gerätes. Die Gangreserve beträgt bei Raumtemperatur etwa zwei Stunden, so daß während dieser Zeit bei Netzausfall der Uhrengang nicht unterbrochen wird. Ein Spannungswächter sorgt dafür, daß bei Erreichen der Entladeendspannung des Sammlers das Gerät abgeschaltet wird, um eine große Lebensdauer der Batterie zu gewährleisten. Eine Fremdbatterie (12 ··· 16 V) kann angeschaltet werden. Die Betriebsspannung wird elektronisch geregelt. Durch die günstigen Abmessungen von 534 × 236 × 350 mm und das geringe Gewicht von nur 16 kp ergibt sich gegenüber der Kleinquarzuhr Typ 2007b ein wesentlich erweitertes Anwendungsgebiet.

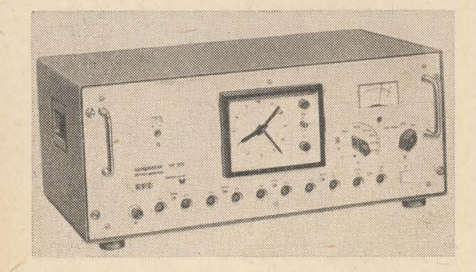


Bild 3: Kleinquarzuhr Typ 2019

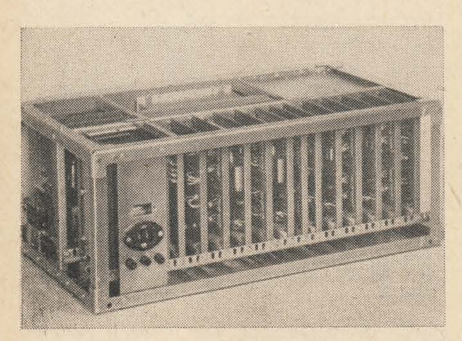


Bild 4: Innenansicht der Kleinquarzuhr Typ 2019

AM-FM-VM-Meßgenerator Typ 2039

Der AM-FM-VM-Meßgenerator Typ 2039 (Bild 6) entstand als Weiterentwicklung des AM/FM-Meßgenerators Typ 2006a. Durch die erhebliche Erweiterung der Eigenschaften des neuen Typs gegenüber dem Typ 2006a kann er als Standardsignalgenerator für ein umfassendes Anwendungsgebiet eingesetzt werden. Sein durchgehender Frequenzbereich von 4,2 bis 300 MHz erfaßt neben dem Kurzwellenrundfunkbereich von 6 bis 21,75 MHz auch die Intercarrierfrequenzen nach Standards der USA, nach CCIR und OIRT sowie nach der französischen Norm. Ebenso können auch alle Frequenzen der Fernsehbänder I und III, des UKW-Bandes und alle üblichen Zwischenfrequenzen der in diesen Bändern arbeitenden Empfänger eingestellt werden. Die Frequenzbereiche wurden so aufgeteilt, daß in allen wesentlichen Bändern und Kanälen und in den Zwischenfrequenzbereichen kein Bereichswechsel notwendig ist. Die Einstellmöglichkeit der Ausgangsspannung im weiten Bereich von 50 mV bis 0,05 μV berücksichtigt die in den letzten Jahren erfolgte Weiterentwicklung der Empfangstechnik. Die hier durch den Einsatz



Bild 6: AM-FM-VM-Meßggenerator Typ 2039

extrem rauscharmer Röhren, Mesatransistoren und Tunneldioden erreichbaren Empfindlichkeiten der Empfänger können mit der kleinsten noch einstellbaren Spannung von 0,05 μV sicher gemessen werden. Zur Entnahme dieser kleinen Spannungen ist eine hohe HF-Dichtigkeit des Generators vorhanden. Bei Verwendung eines entsprechenden Empfängers wird dadurch auch die Messung von Dämpfungen im Bereich von 0 bis 120 dB möglich. Diese Messungen haben Bedeutung bei Arbeiten an Spannungsteilern, Filtern und HF-Verdrosselungen. Die Pegelautomatik des Gerätes hält die HF-Oberspannung bei Veränderung der Frequenz konstant. Dadurch entfällt bei Messungen an breitbandigen Objekten oder bei der Aufnahme von Frequenzgängen das lästige Nachstellen der Oberspannung. Ein anderer wesentlicher Vorzug des Generators ist die vollkommen rückwirkungsfreie Regelung der Ausgangsspannung. Auch bei Messungen an hochselektiven Empfängern braucht bei Veränderung der Ausgangsspannung die Frequenz nicht nachgestellt zu werden.
Bestimmte Messungen an Demodulatoren erfordern ein HF-Signal, das gleichzeitig amplituden- und frequenzmoduliert ist. Der Meßgenerator Typ 2039 erleichtert diese Messungen durch Lieferung eines solchen Signals, wobei als ein besonderer Vorzug die voneinander unabhängige Einstellung verbunden mit getrennter Meßmöglichkeit für beide Modulationsarten, sowohl bei Modulation mit der

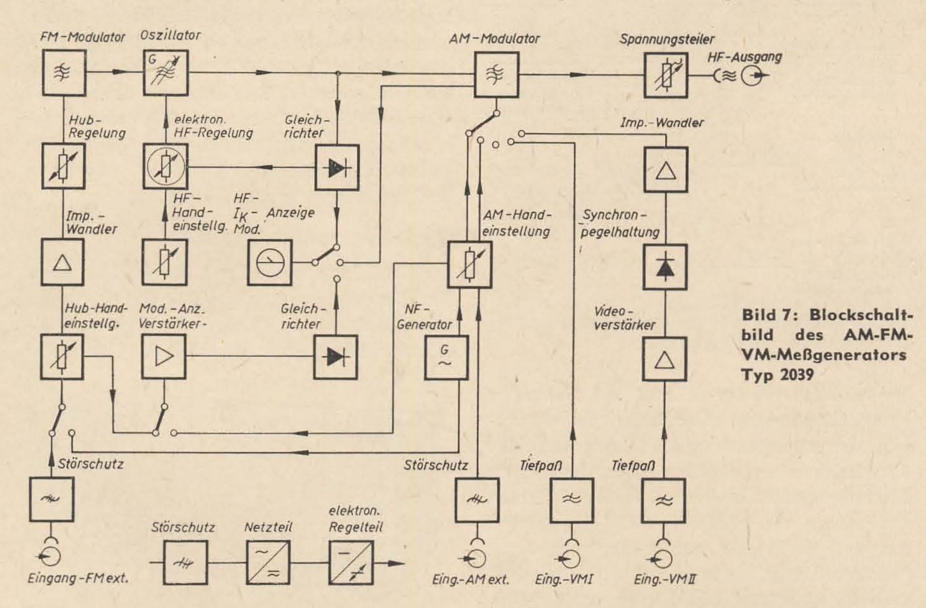


Bild 7: Blockschaltbild des AM-FM-VM-Meßgenerators Typ 2039

Spannung des eingebauten Modulationsgenerators als auch bei Fremdmodulation, zu nennen ist. Die Erweiterung des Modulationsfrequenzbereiches auf 0 bis 6,5 MHz gestattet neben der Modulation mit einem Videosignal auch die Steuerung der Ausgangsspannung im Spannungsbereich von 10 bis 100% mit Gleichspannung oder beliebigen Impulsen.
Das Blockschaltbild (Bild 7) zeigt den elektrischen Aufbau des Gerätes. Der Generator enthält als Hauptstufen den Oszillator mit dem Frequenzmodulator, den Amplitudenmodulator und den Spannungsteiler. Die Oszillatorstufe arbeitet in Hartleyschaltung, wobei der Frequenzbereich in acht Teilbereiche aufgeteilt ist. Zur Bereichsumschaltung dient eine Spulentrommel mit den Bereichsspulen, die unabhängig voneinander mit dem zur Abstimmung verwendeten Drehkondensator verbunden werden können. Der Antrieb für die Frequenzabstimmung besteht aus einem kombinierten Grob-Fein-Antrieb mit einer mitlaufenden Mikroskala, die eine hohe Ablesegenauigkeit bei kleinen Frequenzverstimmungen ermöglicht. Die Frequenzmodulation erfolgt durch gesteuerte Kapazitäten. Dabei liegt eine Reihenschaltung aus einer Germaniumdiode und zwei Kondensatoren parallel zum Oszillatorschwingkreis. Die Modulationsspannung steuert den Widerstand der Diode und damit den parallel zum Schwingkreis liegenden Blindleitwert. Durch Zuführung der Modulationsspannung über ein mit dem Drehkondensator gekuppeltes Potentiometer wird ein konstanter Hub im ganzen Trägerfrequenzbereich erzielt. Von dem Modulationseingang „FM ext." gelangt die Modulationsspannung über den Umschalter und die Hubeinstellung zum Impedanzwandler. Der Impedanzwandler dient zur Anpassung der Hubregelung an die vorgeschalteten Geräteteile. Die HF-Oberspannung wird mit Hilfe der elektronischen HF-Regelung durch Regelung der Anodengleichspannung der Oszillatorröhre konstant gehalten. Mit der HF-Einstellung kann die Oberspannung auf einen definierten Wert, die Eichmarke ▼ am Anzeigeinstrument, eingestellt werden und wird dann bei Frequenzveränderung automatisch konstant gehalten. Die Regelspannung entsteht durch Gleichrichtung der Oszillatorspannung mit einer Germaniumdiode und wird gleichzeitig zur Anzeige der HF-Oberspannung am Anzeigeinstrument verwendet. Die Auskopplung der HF-Spannung vom Oszillator auf den Amplitudenmodulator erfolgt kapazitiv. Als Modulatorröhre wird eine steile Spanngitterröhre EF 861 verwendet. Der Amplitudenmodulator arbeitet in Gitter-1-Modulation. Mit dem Modulationsartenschalter kann der gewünschte Modulationseingang oder der eingebaute NF-Generator an das Gitter der Modulatorröhre geschaltet werden. Bei Videomodulation über den VM-Eingang II verstärkt ein eingebauter Videoverstärker mit Synchronpegelhaltung durch eine Diode und Impedanzwandler das BAS-Normsignal von $U_{ss} = 1$ V auf den für die Modulation erforderlichen Wert. Der Modulationsfrequenzbereich liegt zwischen 5 Hz und 6,5 MHz. Dagegen ist bei Verwendung des

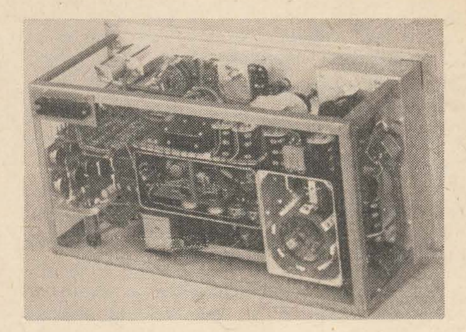


Bild 8: Innenansicht des AM-FM-VM-Meßgenerators Typ 2039

Modulationseinganges VM I eine Gleichstromverbindung zwischen der Eingangsbuchse und dem Gitter der Modulatorröhre vorhanden, wodurch ein Modulationsfrequenzbereich von 0 Hz bis 6,5 MHz erreicht wird. Der eingebaute NF-Generator liefert eine Modulationsspannung mit der Frequenz 1000 Hz, die zur Eigenmodulation bei AM und FM dient. Die Anzeige des Frequenzhubes, des Modulationsgrades, des Katodenstromes der Modulatorröhre und der HF-Oberspannung erfolgt umschaltbar am Meßinstrument des Anzeigeteils. Die Modulationsspannung für AM und FM wird dabei in einem Anzeigeverstärker verstärkt. Auf den Amplitudenmodulator folgt ein ohmscher Spannungsteiler, bestehend aus einer Kettenschaltung eines stetigen Feinreglers und zweier dekadischer Grobteiler, die über ein Schaltwerk kombiniert geschaltet werden können. Durch die Anordnung sämtlicher Spannungsteiler hinter dem als Trennstufe wirkenden Amplitudenmodulator wird jede Rückwirkung der Einstellung der Ausgangsspannungsteilung auf die Frequenz vermieden.
Die Stromversorgung des Gerätes erfolgt durch ein getrennt im hinteren Teil des Gehäuses untergebrachtes Netzgerät. Es enthält ein elektronisch stabilisiertes Anodenstromversorgungsteil, eine stabilisierte Vorspannungsquelle, mehrere z. T. stabilisierte Heizspannungsquellen und den Regelteil für die Oszillator-Anodenspannung. Zur Vermeidung einer Abstrahlung der HF-Spannung über die Netzzuführung oder die Modulationseingänge wird die HF-Spannung durch Zwischenschaltung von sehr sorgfältig bemessenen Filtern abgesiebt, damit die Funktion des Gerätes auch bei kleinster Ausgangsspannung nicht gestört wird.
Die Innenansicht des Gerätes zeigt Bild 8. Die konstruktive Gestaltung des Generators wurde durch die gestellten hohen elektrischen Forderungen und den Frequenzbereich bestimmt. Die Baugruppen, in denen HF-Spannungen auftreten, sind in elektrisch dichte Aluminiumgehäuse eingebaut. Um den Innenaufbau des Oszillators und des Amplitudenmodulators mit Videoverstärker zu zeigen, wurden die dazugehörigen Deckel entfernt. Das Gerät ist in einzelne kompakte Baugruppen aufgeteilt. Neben einer Erleichterung der Montage wird dadurch eine gute Zugänglichkeit zu allen wesentlichen Bauteilen erreicht.

Zählfrequenzmesser Typ 3505

Der Zählfrequenzmesser Typ 3505 (Bild 9) ist ein Universalgerät zur Frequenzmessung, Periodendauermessung, Zeitintervallmessung und Frequenzverhältnismessung. Er ist eine

Weiterentwicklung des vielfach bewährten Zählfrequenzmessers Typ 3506. Bei gleichzeitiger Verkleinerung der Geräteabmessungen konnte die obere Grenzfrequenz auf 10 MHz erhöht werden. Das Gerät arbeitet nach dem Zählverfahren, so daß die Ergebnisse in Ziffern direkt abgelesen werden können. Durch die eingebaute Wiederholautomatik ist eine ständig ablaufende selbsttätige Messung möglich. Als Zählfrequenzmesser ist das Gerät bis in den Kurzwellenbereich hinein einsetzbar. Weiterhin kann es für Periodendauermessungen verwendet werden, wie sie in der NF-, TF- und Impulstechnik vorkommen. Bei der Zeitintervallmessung sind für das Starten und Stoppen des Meßvorganges getrennte Eingänge vorgesehen, so daß sich daraus ein breiter Anwendungsbereich ergibt. Durch die hohe Folgefrequenz der Zeitimpulse eignet sich das Gerät besonders für viele Probleme der Kurzzeitmeßtechnik. Durch die Frequenzvergleichsmessung ist eine einfache Messung des Verhältnisses zweier Frequenzen bzw. der Differenz zweier Frequenzen zu einer dritten Frequenz möglich, wie sie bei der Messung von Schlupf und Phasenänderungen benötigt werden. Die Funktion des Gerätes in den verschiedenen Betriebsarten soll anhand von stark vereinfachten Blockschaltbildern kurz erläutert werden.

In der Betriebsart ,,Frequenzmessung" (Bild 10) gelangt das zu messende Eingangssignal über den 10-MHz-Impulsformer und die Torschaltung auf den Zähler und wird dort während der Öffnungszeit des Tores gezählt und zur Anzeige gebracht. Die Steuerung der Torschaltung erfolgt durch Zeitimpulse, die mit dem Frequenzteiler von der 1-MHz-Normalfrequenz des Quarzgenerators gewonnen werden. Werden beispielsweise 1-s-Zeitimpulse verwendet, so beträgt die Öffnungszeit des Tores 1 s, und das Meßergebnis wird unmittelbar in Hz angezeigt. Am Ende der Meßzeit wird durch Schließen der Torschaltung ein Torschlußimpuls an den Verzögerer abgegeben. Während der Laufzeit des Verzögerers wird das Meßergebnis von dem Zähler angezeigt. Nach Ablauf der Verzögerungszeit wird der Rückstellimpulsgeber angestoßen,

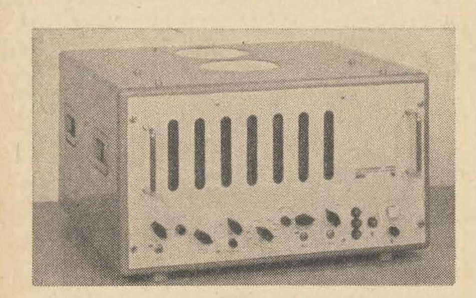


Bild 9: Zählfrequenzmesser Typ 3505

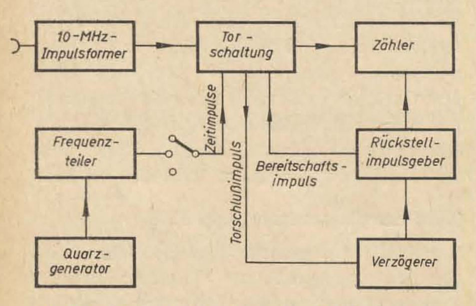


Bild 10: Blockschaltbild für die Betriebsart ,,Frequenzmessung"

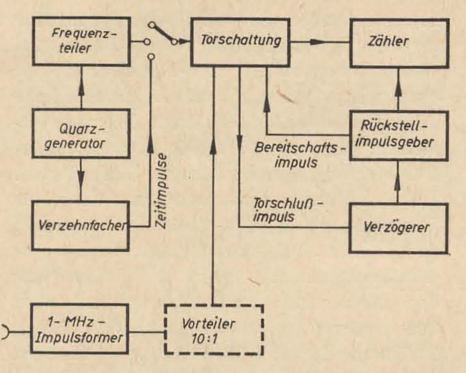


Bild 11: Blockschaltbild für die Betriebsart ,,Periodendauermessung"

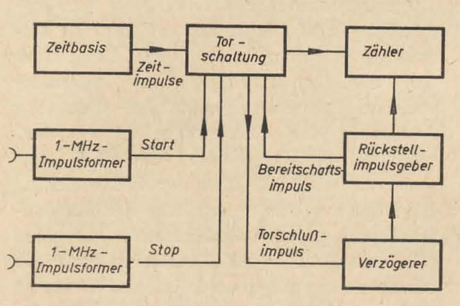


Bild 12: Blockschaltbild für die Betriebsart ,,Zeitintervallmessung"

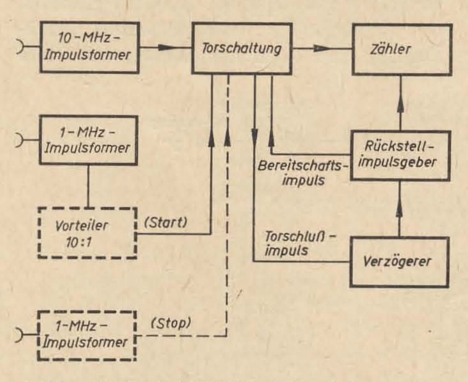


Bild 13: Blockschaltbild für die Betriebsart ,,Frequenzverhältnismessung"

der den Zähler wieder auf Null stellt und an die Torschaltung einen Bereitschaftsimpuls abgibt. Der nächste Zeitimpuls kann dann die Torschaltung wieder öffnen, d. h., die nächste Messung beginnt. In dieser Betriebsart können Frequenzen von 10 Hz bis 10 MHz gemessen werden. Die längste unmittelbar vom Gerät gelieferte Meßzeit beträgt 10 s, d. h., die Meßgenauigkeit beträgt unabhängig von der Eingangsfrequenz ±0,1 Hz. Für noch höhere Genauigkeitsansprüche kann eine beliebige Anzahl von Zeitimpulsen zwischen den beiden Zeitimpulsen, die die Torschaltung öffnen bzw. schließen, ausgeblendet werden. Es lassen sich so ohne weiteres Meßzeiten von 100 oder 1000 s erreichen.

Um eine hohe Meßgenauigkeit zu erreichen, muß in den Zähler eine möglichst große Zahl von Impulsen gelangen. Zur genauen Messung niedriger Frequenzen wäre demzufolge eine sehr lange Meßzeit erforderlich, so daß die Messungen sehr zeitraubend würden. In diesem Falle ist es günstiger, die Periodendauer der zu messenden Frequenz zu messen. Im Bild 11 ist das stark vereinfachte Blockschaltbild für die Betriebsart ,,Periodendauermessung" gezeigt. Über die Torschaltung gelangen während der Öffnungszeit die Zeitimpulse zum Zähler und werden dort angezeigt. Die Steuerung der Torschaltung erfolgt durch Impulse, die mit dem 1-MHz-Impulsformer von dem zu messenden Eingangssignal abgeleitet werden. Zur Erhöhung der Meßgenauigkeit kann ein Teiler 10 : 1 eingeschaltet werden, so daß eine Messung über zehn Perioden erfolgt. Das Zusammenwirken von Torschaltung, Verzögerer und Rückstellimpulsgeber ist das gleiche wie in der Betriebsart ,,Frequenzmessung". Der Meßbereich bei Periodendauermessung reicht von 0 Hz bis 1 MHz. Die Zeitimpulse können zwischen 10^{-7} s, die mittels des Verzehnfachers von der 1-MHz-Normalfrequenz abgeleitet werden, und einer Sekunde gewählt werden. Die Betriebsart ,,Zeitintervallmessung" ist der Periodendauermessung ähnlich, wie Bild 12 zeigt. Die Steuerung der Torschaltung erfolgt jedoch über zwei völlig getrennte Eingänge, d. h., daß über den Starteingang die Torschaltung geöffnet und über den Stoppeingang geschlossen wird. Der Meßbereich umfaßt 10^{-6} bis 10^{7} s. Die Zeitimpulse können zwischen 10^{-7} und 1 s gewählt werden. Die Betriebsart ,,Frequenzverhältnismessung" kann wie die Periodendauermessung oder wie die Zeitintervallmessung erfolgen. Wie aus Bild 13 ersichtlich, wird anstelle der im Gerät erzeugten Zeitimpulse ein fremdes Signal über den 10-MHz-Impulsformer auf die Torschaltung gegeben. Das Gerät ist in der Kartenbauweise aufgebaut. Dadurch sind alle Bauelemente sehr gut zugänglich und Fertigung und Prüffeldabgleich sowie eventuelle Reparaturarbeiten werden wesentlich erleichtert. Der Zählfrequenzmesser Typ 3505 hat wie alle digitalen Meßgeräte des VEB Funkwerk Erfurt Anschlußmöglichkeit für einen Zählbetragdrukker. Entnahmemöglichkeiten von 6,3 V~/1 A und 300 V—/15 mA erleichtern den Betrieb von Zusatzgeräten wie z. B. Lichtschranken.

Großsichtanzeige Typ 3507

Die Großsichtanzeige Typ 3507 (Bild 14) kann direkt an den Informationsausgang eines digitalen Zählgerätes mit röhrenbestückten Zähldekaden der Typen 8102, 8103, 8104 und 8105

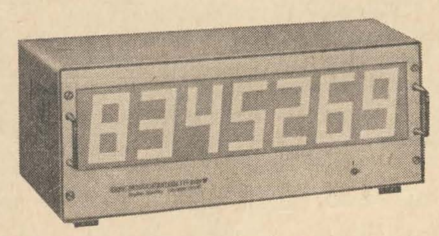


Bild 14: Großsichtanzeige Typ 3507

angeschlossen werden. Die Anzeige des Meßergebnisses erfolgt durch sieben feststehende stilisierte Ziffern mit einer Zahlenhöhe von 95 mm, die ein kräftiges und auch bei ungünstigen Lichtverhältnissen gut erkennbares Bild ergeben. Über den Informationsausgang gelangen die Steuerspannungen in der Binärcode aus maximal sieben Zähldekaden auf Relaisverstärker. Die dem Ziffernwert entsprechenden Relais ziehen an und schalten mit ihren Kontakten Lampengruppen, die das Meßergebnis anzeigen. Dieses bleibt in der Großsichtanzeige gespeichert, bis ein neues Meßergebnis im digitalen Zählgerät angezeigt wird. Das Gerät ist konstruktiv im Baukastensystem aufgebaut und volltransistorisiert.

Wird fortgesetzt

Autoportable A 110-1

Ing. ERICH POHL

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin

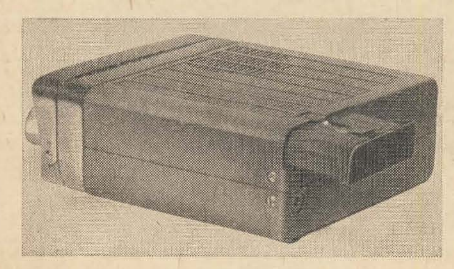


Portable und Kassette des Autoportables vom VEB Stern-Radio Berlin

Allgemeines

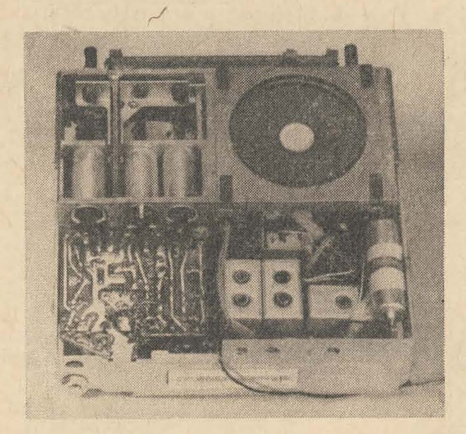
Erst die Anwendung von Transistoren in transportablen Empfängern gestattete, leistungsfähige Reiseempfänger mit relativ kleinen Abmessungen aufzubauen. So war es nun auch möglich, verschiedene Kombinationen von Geräten mit vertretbaren Abmessungen zu entwickeln. Der Autoportable A 110-1 stellt einen derartigen Mehrzweckempfänger dar. Das Gerät besteht aus zwei Teilen, und zwar dem Portable und der Kassette. Der Portable für sich ist ein vollwertiger Reiseempfänger, während er in Verbindung mit der Kassette zu einem vollwertigen Autosuper wird. Bei der Entwicklung dieser Kombination galt es, die speziellen Bedingungen, denen jeder Empfängertyp gerecht werden muß, sinnvoll miteinander zu verschmelzen. Die höheren Anforderungen, die beim Betrieb im Kraftfahrzeug an das Gerät gestellt werden, bestimmten weitestgehend die Konstruktion des A 110-1. Der Autoportable ist für den Direkteinbau in die Armaturentafel vorgesehen. Die Kassette wird im Fahrzeug fest installiert. Beim Druck auf die Verriegelungstaste an der Unterseite der Kassette (s. Titelbild) kann der Portable aus dem Armaturenbrett bzw. der Kassette herausgezogen werden. Die an der Rückseite des Portables vorhandene Federleiste schaltet das Gerät beim Einschieben in die Kassette selbsttätig auf Autobetrieb um, d. h., die Stromversorgung erfolgt dann nur aus dem Bordnetz des Wagens; die Portablebatterien sind abgeschaltet. Auch alle anderen Ab- und Umschaltoperationen erfolgen mit der Federleiste. Für die Anpassung des Gerätes an das vorhandene Bordnetz sind an der Seite der Kassette zwei Drehschalter von außen zugänglich angeordnet. Damit kann auf 6 V oder 12 V und auf Plus oder Minus an Masse eingestellt werden. Für die Stromversorgung des Portables allein dienen vier Stabzellen Ea AT wie beim Gerät T 100. Die Zellen werden in die Batteriekammer und mit der Batteriekammer in das Gerät gesteckt. Das Gerät braucht dabei nicht geöffnet zu werden.

Für den serienmäßigen Einbau des Gerätes im Kraftfahrzeug liefert der VEB Stern-Radio Berlin für die Typen Wartburg und Trabant passendes Einbaumaterial. Auf Grund seiner günstigen Abmessungen kann das Gerät auch in jeden anderen Fahrzeugtyp eingebaut werden.



Portable, gelöste Batteriekammer

Das Umschalten der beiden Wellenbereiche Mittel- und Langwelle geschieht mit der rechten Schiebetaste. Die linke Schiebetaste ist als Tonblende ausgebildet. Links von der Skala liegt der Einschalter mit dem Lautstärkeregler, während der rechte Drehknopf zur Senderabstimmung dient.



Portable, Blick auf Variometer und HF-Leiterplatte

Die NF-Leistung von 2,5 W vom Autosuper kann einem Lautsprecher mit 4 Ω oder zwei Lautsprechern mit insgesamt 2 Ω Impedanz, die im Fahrzeug fest eingebaut sind, zugeführt werden. Zur Tonwiedergabe des Portables dient der eingebaute 65-mm-Lautsprecher.

Schaltung

Als Autosuper ist das Gerät mit einer dreifachen induktiven Abstimmung ausgerüstet. Für den Betrieb als Portable ist die Abstimmung des Oszillators und des Zwischenkreises ebenfalls induktiv, während der Vorkreis (Ferritantenne) kapazitiv mit einem Einfachdrehkondensator abgestimmt wird. Der Gleichlauf zwischen dem Variometer und dem Drehko wird über eine Kurvenscheibe auf mechanischem Wege erreicht. Durch die verschiedenen Abstimmarten im Vorkreis des Empfängers war es möglich, die jeweilige für den Betrieb gerade erforderliche Antenne optimal anzupassen. Die Autoantennenanpassung ist für Autoantennen mit einer Kapazität von etwa 50 bis 85 pF ausgelegt. Zum Abgleich der Antenne beim Einbau des Empfängers in ein Kraftfahrzeug dient der Trimmer C_{49}.

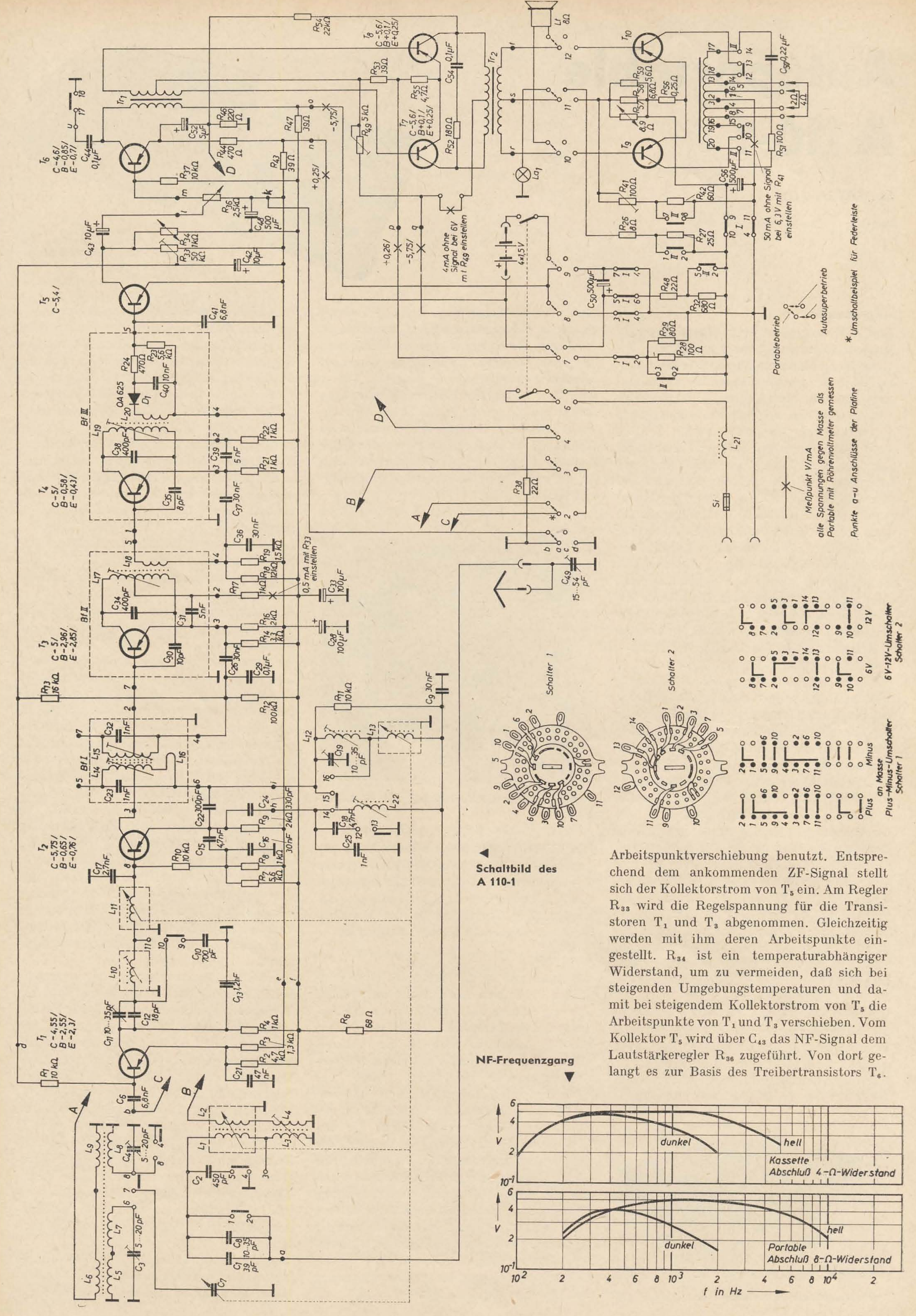
Bei Autobetrieb wird die Antennenspannung bei MW über die Kapazitäten C_1 und C_8 und bei LW direkt dem Vorkreisvariometer L_1, L_2 zugeführt. Zur Verkürzung der Variation bei LW dient die Zusatzspule L_3, L_4. Aus den Koppelspulen L_2 und L_4 kommend wird das Antennensignal über die Kontakte 2a und 3a der Federleiste an die Basis des HF-Vorstufentransistors geführt. C_6 dient zur galvanischen Trennung.

Wird das Gerät als Portable mit Ferritantenne betrieben, so dient der Drehko C_7 als Abstimmmittel. Aus den Koppelspulen L_6, L_9 kommend wird das Antennensignal über die Federleistenkontakte 2a und 2b ebenfalls der Basis von T_1 zugeführt.

Der Transistor T_1 arbeitet in Emitterschaltung als geregelte abgestimmte HF-Vorstufe. Der Kollektorkreis ist als π-Kreis ausgebildet. Am Spannungsteiler C_{13} und C_{11}, C_{12} ist der Kollektor angeschlossen. Dadurch wird eine Verstimmung des Kollektorkreises durch Blindleitwertsänderungen von T_1, hervorgerufen durch die Regelung, stark vermindert. Außerdem erfolgt durch den Spannungsteiler eine Anpassung des Kollektors an den Resonanzleitwert des Zwischenkreises, um Selbsterregungen zu verhindern. Im Ausgang des π-Kreises liegt C_{17} mit der Eingangskapazität des Transistors T_2 parallel. Diese Art der Schaltung besitzt den Vorteil, große Spiegelwellenverhältnisse zu erreichen. Die erreichten Werte zusammen mit dem Vorkreis von $> 10\,000$ garantieren einen pfeifstellenfreien Empfang. Der Transistor T_2 arbeitet als selbstschwingende additive Mischstufe. In Reihe mit dem Bandfilterkreis L_{14}, C_{23} liegt das Oszillatorvariometer L_{13}. Der Oszillator schwingt mit kapazitiver Rückkopplung in Basisschaltung. Eine Neutralisation erübrigte sich durch die feste Abblockung der Basis mit C_{17}.

Blindleitwertsänderungen im Ausgang von T_1 beim Regeln können dadurch an der Basis von T_2 nicht mehr wirksam werden. Bei Langwelle werden die beiden Spulen L_{12} und L_{22} noch mit eingeschaltet. Die beiden Spulen gestatten, den Kurvenverlauf auf LW dem der verkürzten Vorkreisvariometer anzupassen. Die Zwischenfrequenz wird in den Transistoren T_3 und T_4 verstärkt, wobei T_3 als Regelstufe arbeitet. Um Übersteuerungen zu vermeiden, wird T_4 mit einem festen Strom betrieben. Die ZF-Transistoren T_3 und T_4 sind mit den Kapazitäten C_{30} und C_{35} neutralisiert. Diese beiden ZF-Stufen wurden als geschlossene Baugruppen in Bandfiltern untergebracht. Die Baugruppe BF III enthält die gesamte Demodulation.

Der Transistor T_5 arbeitet als NF-Vorstufe und als Regelverstärker. Die bei der Demodulation entstehende Richtspannung wird zur



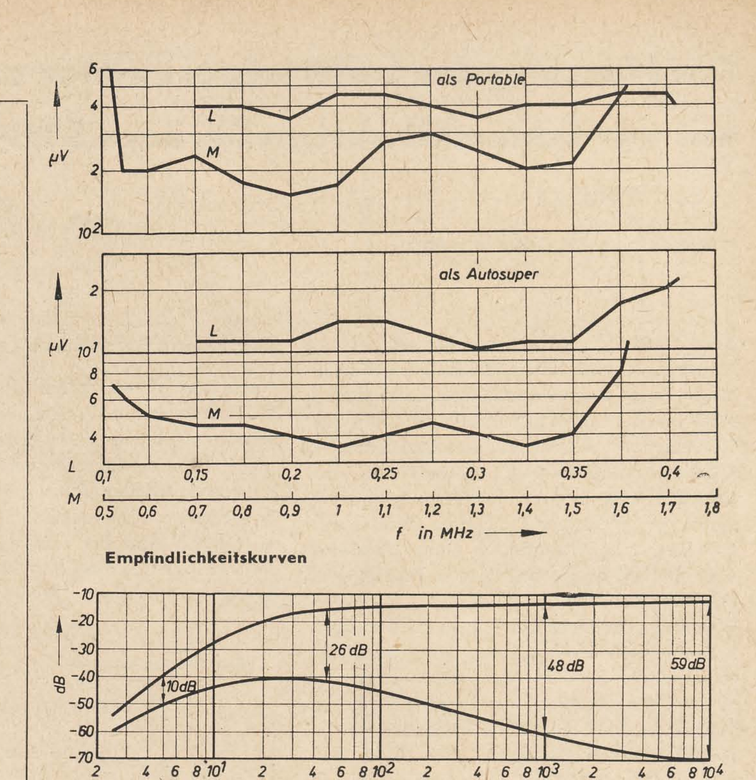
◄ **Schaltbild des A 110-1**

NF-Frequenzgang ▼

Arbeitspunktverschiebung benutzt. Entsprechend dem ankommenden ZF-Signal stellt sich der Kollektorstrom von T_5 ein. Am Regler R_{33} wird die Regelspannung für die Transistoren T_1 und T_3 abgenommen. Gleichzeitig werden mit ihm deren Arbeitspunkte eingestellt. R_{34} ist ein temperaturabhängiger Widerstand, um zu vermeiden, daß sich bei steigenden Umgebungstemperaturen und damit bei steigendem Kollektorstrom von T_5 die Arbeitspunkte von T_1 und T_3 verschieben. Vom Kollektor T_5 wird über C_{43} das NF-Signal dem Lautstärkeregler R_{36} zugeführt. Von dort gelangt es zur Basis des Treibertransistors T_6.

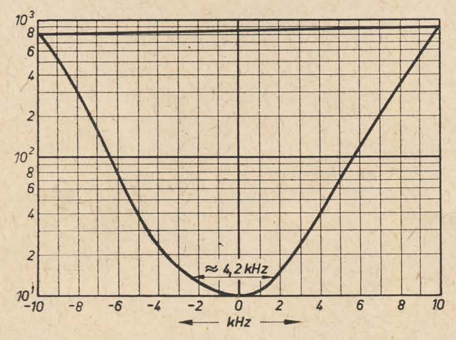
Technische Daten

Portable		
Wellenbereiche:	MW 510 + 1,5% bis 1620 kHz LW 150 bis 410 kHz	
Transistorenbestückung:	2 × OC 882a; 2 × OC 871; 2 × OC 816; 2-OC 821	
Stromversorgung:	4 × 1,5-V-Ea AT mit Heizcharakteristik	
NF-Ausgangsleistung:	≧ 150 mW bei 10% K	
Kreise fest/variabel:	4/3	
Zwischenfrequenz:	455 kHz	
Klangfarbe:	zweistufig regelbar	
Lautsprecher:	66 mm ∅	
HF-Empfindlichkeit:	als Portable	MW besser 800 μV/m LW besser 2 mV/m
	als Autosuper	MW besser 15 μV LW besser 30 μV
HF-Bandbreite:	etwa 4 kHz	
HF-Selektion:	als Portable	≧ 33 dB bei 600 kHz
	als Autosuper	≧ 33 dB bei 600 kHz
Spiegelwellenstörverhältnis:	als Portable	≧ 60 dB bei 200 kHz ≧ 72 dB bei 600 kHz
	als Autosuper	≧ 72 dB bei 295 kHz ≧ 78 dB bei 600 kHz
Abmessungen in mm:	152 × 57 × 162,5	
Gewicht:	≈ 1,5 kp	
Kassette		
Bestückung:	2-OC 1016	
Betriebsspannung:	6,3 V + 20% — 10% oder 12,6 V + 20% — 10% umschaltbar	
Massepotential:	plus oder minus umschaltbar	
NF-Ausgangsleistung:	≧ 2,5 W bei 10% K	
Lautsprecher:	P 553 (155 × 115 mm)	
Stromaufnahme:	1,2 A max. bei 2,5 W und 6,3 V	
Lautsprecheranschluß:	4 Ω für einen Lautsprecher 2 Ω für zwei Lautsprecher	
Abmessungen in mm:	190 × 70 × 180	
Gewicht:	≈ 1,6 kp	

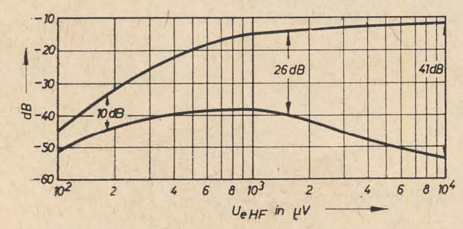


Empfindlichkeitskurven

Rauschabstandskurve Autosuper bei 600 kHz



HF-Selektion als Autosuper



Rauschabstandskurve Portable bei 600 kHz

Die Transistoren T_7, T_8 arbeiten als Gegentakt-B-Endstufe. Vom Kollektor T_8 nach dem Emitter T_6 liegt eine Gegenkopplung. Beim Betrieb als Portable ist diese relativ gering, da R_{46} mit R_{38} parallel liegt. Erst beim Betrieb als Autosuper tritt die Gegenkopplung stärker in Erscheinung. Zur Klanganpassung an das Wageninnere dient die Tonblende mit C_{44}. Die RC-Kombination R_{52}, C_{54} parallel zur Primärwicklung des Ausgangstrafos Tr_2 wirkt dem Ansteigen des Lautsprecherscheinwiderstandes bei höheren Tonfrequenzen entgegen. Die Gegentakt-B-Endstufe T_7, T_8 gibt 150 mW an den eingebauten Lautsprecher ab und dient gleichzeitig als Treiberstufe für die Kassettenendstufe T_9, T_{10}. Diese ist ebenfalls als B-Endstufe ausgelegt und gibt 2,5 W Sprechleistung an die Lautsprecher ab. Wenn die Kassettenendstufe angeschlossen ist, dann ist der Portablelautsprecher abgeschaltet. Das Lämpchen La_1 ist nur beim Betrieb als Autosuper angeschaltet. Beim Umschalten auf eine andere Betriebsspannung braucht es nicht ausgewechselt zu werden. Es ist im Blendenvorderteil untergebracht, der nach Lösen der beiden Schlitzmuttern (unter den Drehknöpfen) abgenommen werden kann. Bei 12-V-Betrieb arbeitet nur die Kassettenendstufe T_9, T_{10} mit der Bordnetzspannung, während alle übrigen Stufen mit 6 V betrieben werden. Die Verminderung der Spannung geschieht für die Portableendstufe mit dem Spannungsteiler R_{28}, R_{29} und für die übrigen Stufen mit dem Vorwiderstand R_{32}.

Aufbau

Wie schon eingangs erwähnt, waren die Autosuperforderungen weitestgehend bestimmend für die Konstruktion des Gerätes. Besonders kam es hier auf eine hohe mechanische Stabilität an. Diese wurde erreicht, indem die wichtigsten Baugruppen in Spritzgußtechnik und die Verdrahtung als gedruckte Schaltung ausgeführt wurden. Das Chassis mit dem gesamten Variometerantrieb — Drehko, Lautsprecher und Potentiometer — ist als kompakte Spritzgußeinheit aufgebaut. Dieses Chassis in Verbindung mit dem Wellenschalter, der HF-Leiterplatte und der Ferritantenne bildet einen geschlossenen HF-Baustein mit HF-Vorstufe und sämtlichen Spulen. An diesen HF-Teil schließt sich der Rahmen mit der Federleiste an. Alle übrigen Bauelemente und Baugruppen liegen auf der ZF-Leiterplatte. Um den Service zu erleichtern, ist die ZF-Leiterplatte klappbar angeordnet. Ein Auswechseln von Bauelementen ist dadurch ohne Schwierigkeiten möglich. Der verchromte Blendenvorderteil ist ebenfalls aus Spritzguß und enthält die Skala, das Skalenlämpchen und Tragbügel. Durch diese Aufteilung in Baugruppen ist eine technologisch rationelle Fertigung mit einer hohen Qualität gegeben. Die Kassette ist als Blechkonstruktion aufgebaut und enthält die Endstufe T_9, T_{10} sowie die gesamte Stromversorgung für den Autobetrieb.

Anordnung der Antenne

Bei der Antennenmontage ist besonders das Eigenstörfeld des Fahrzeuges zu berücksichtigen. Die zweckmäßigste Lage ist vom Kraftfahrzeug abhängig und in den Montagevorschriften der Antennenhersteller sowie in der Entstörvorschrift angegeben. Keinesfalls darf die Autoantenne an einer Stelle am Fahrzeug montiert werden, wo das Originalkabel zu kurz wird. Die vom Antennenhersteller vorgesehene Kabellänge muß unbedingt erhalten bleiben, denn darauf ist der Empfängereingang ausgelegt. Nur wenn der Antennentrimmer C_{49} beim Einbau eines Empfängers mit der zugehörigen Autoantenne abgeglichen wird, ist die volle Empfindlichkeit und Selektion des Gerätes gewährleistet. Sehr gut geeignet ist die vom VEB Antennenwerk Bad Blankenburg hergestellte Autoantenne AURA 110.
In Zweifelsfällen bei der Montage läßt man sich am besten von einer Vertragswerkstatt des VEB Stern-Radio Berlin beraten.

Entstörung des Kraftfahrzeuges

Für einen störungsfreien Empfang im Kraftfahrzeug reicht die Grundentstörung des Fahrzeuges nicht aus. In jedem Fall ist eine Vollentstörung des Kraftfahrzeuges notwendig. Für die Vollentstörung der verschiedenen Kraftfahrzeugtypen liegen in den Vertragswerkstätten des VEB Stern-Radio Berlin sowie bei den Fachwerkstätten des IkA-Licht- und Zünddienstes die entsprechenden Entstörvorschriften vor. Auch kann man sich dort über den Umfang der erforderlichen Entstörmaßnahmen erkundigen.

Die Messung der Leitwertparameter von Transistoren mit der Scheinleitwertmeßbrücke SWM 3

KLAUS SCHULZE

Mitteilung aus dem VEB Meßelektronik Berlin

Beim Umgang mit Bauelementen ist es nicht immer zweckmäßig, sich auf festgelegte technische Daten zu verlassen, ohne diese wenigstens einmal selbst gemessen und damit die Brauchbarkeit des betreffenden Bauelementes überprüft zu haben. Für den Transistor steht jedoch hierfür in der DDR noch kein Meßgerät zur Verfügung, mit dem man durch schnelles, rationelles Messen einen Überblick über die HF-Eigenschaften von Transistoren gewinnen kann.

Wer sich aber nicht einfach damit begnügen will, eine beliebige Schaltung nur „spielfähig" zu machen, sondern sie auch optimieren möchte, der muß nicht nur über die allgemein bekannten Kenndaten eines bestimmten Typs Bescheid wissen, sondern auch über ihre Streuungen, gemittelt über eine möglichst größere Stückzahl. Erst die Kenntnis dieser Exemplarstreuungen gestattet es dem Entwickler, die Einsatzmöglichkeiten und Anwendungsgrenzen des Halbleiters für seine speziellen Zwecke richtig zu beurteilen und seine Schaltung daraufhin auszulegen. Analysiert man einmal einen großen Teil bestehender Transistorschaltungen, dann zeigt sich häufig, daß allein zum Auffangen von Exemplarstreuungen oft das starke Gegenkoppeln angewendet wird, womit man zwar viel gewinnen, nicht selten aber noch mehr verschenken kann.

Auf Grund der Tatsache, daß der Anwender den ihn interessierenden Wert $y_{ab} = f$ (I_C; U_{CE}; ω . . .) des benötigten Transistors im Datenblatt nicht findet, ist er gezwungen, entsprechende Messungen selbst vorzunehmen. Aus diesem Grund entschloß sich der VEB Meßelektronik Berlin, nach einem Vorschlag des Instituts für Halbleitertechnik Teltow, Halbleitermeßzusätze zu entwickeln, mit denen unter Ausnutzung bereits vorhandener Meßmittel bzw. ihrer Erweiterung ein sicheres, schnelles und bequemes Messen von Transistorparametern ermöglicht wird.



Bild 1: Halbleitermeßzusatz als steckbarer Adapter für die Scheinleitwertmeßbrücke SWM 3

Die Halbleitermeßzusätze

Nach dem Vorschlag des IHT wurde die im VEB Meßelektronik Berlin produzierte Scheinleitwertmeßbrücke SWM 3 bzw. SWM 3-2 erweitert, um sie für eine weitere Anwendung nutzbar zu machen. Bild 1 zeigt einen der vier entwickelten Meßzusätze mit den Maßen 66×54×78 mm. Die Adapter sind direkt in die Buchsen „Meßobjekt" bzw. „Zusatzkondensator +C" (y_{21}) der Scheinleitwertmeßbrücke einzuführen, womit die Verbindung des Transistors mit der Brücke ermöglicht wird.

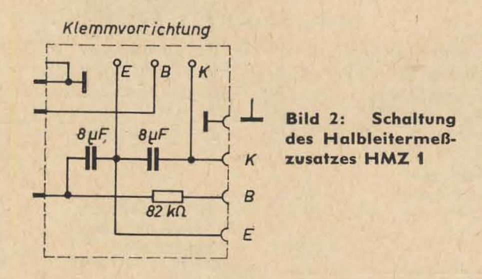


Bild 2: Schaltung des Halbleitermeßzusatzes HMZ 1

Mit der Scheinleitwertmeßbrücke werden Leitwerte gemessen. Sie sind nach Real- und Blindanteil getrennt: $\mathfrak{y} = g + j\omega C$, wobei C direkt abgelesen werden kann.

Um die vollständige Leitwertmatrix $|\mathfrak{Y}|$ von Transistoren zu erhalten, müssen vier solcher Adapter nacheinander an die Brücke angeschlossen werden, wobei jedem eine entsprechende Meßschaltung zugeordnet ist, deren Schaltelemente jeweils anders verdrahtet sind. Bild 2 veranschaulicht am Beispiel HMZ 1 den Schaltungsaufwand, der in allen übrigen Meßzusätzen der gleiche ist.

In den Verknüpfungsgleichungen

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2$$
$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2$$

sind

y_{11} der Eingangsleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang,
y_{12} der Rückleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang,
y_{21} der Vorwärtssteilheit bei kurzgeschlossenem Ausgang und
y_{22} der Ausgangsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang.

Diese Leitwerte erhält man durch HF-Kurzschluß entweder der Ausgangsspannung u_2 oder der Eingangsspannung u_1, wenn man den Transistor an den entsprechenden Halbleitermeßzusatz anschließt und an der Scheinleitwertmeßbrücke den Minimumabgleich vornimmt. Hierzu ist ein genügend empfindliches selektives Röhrenvoltmeter notwendig. Die HF-Meßspannung sollte entsprechend der Kleinsignalaussteuerung nicht größer als etwa 8 mV_{eff} sein. Als Sender käme z. B. der Leistungsgenerator Typ 2001 vom VEB Funkwerk Erfurt in Verbindung mit einer Eichleitung in Frage.

Im Prinzip stellen die Meßschaltungen nichts Neues dar, doch sie gestatten in kompakter Bauweise bei ansprechender äußerer Formgebung ein sicheres Hantieren und schnelles Messen, wozu die Qualifikation einer angelernten Arbeitskraft völlig ausreichend ist. Bild 3 zeigt einen Auszug aus dem Schaltbild der Scheinleitwertmeßbrücke SWM 3—2 und Bild 4 das Prinzipschaltbild der Zusammenschaltung von Brücke und Meßobjekt (im Beispiel zugeschnitten auf den Eingangsleitwert y_{11}).

Die Genauigkeit der gemessenen Parameter hängt in erster Linie von der Meßgenauigkeit der Scheinleitwertmeßbrücke ab. Weiterhin ist aber die Meßgenauigkeit auch eine Funktion der Meßfrequenz, deren Bereich sich für die Halbleitermeßzusätze von 30 kHz bis

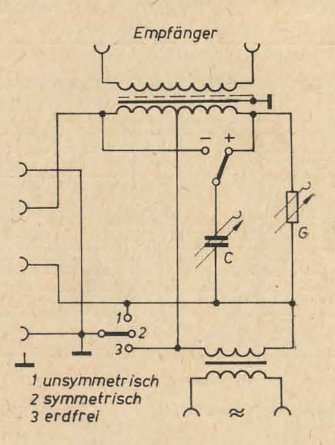


Bild 3: Brückenschaltbild der SWM 3—2

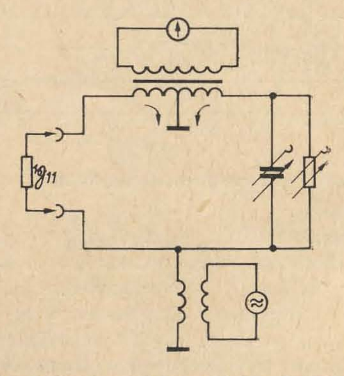


Bild 4: Prinzip der Messung des Eingangsleitwertes

1,5 MHz erstreckt. Die 8-µF-Koppel- und -Kurzschlußkondensatoren der Halbleitermeßzusätze verfälschen zwar nicht die Meßergebnisse im oberen Frequenzbereich, können aber bei Frequenzen von einigen 10 kHz, vor allen Dingen bei eingangsseitig sehr niederohmigen Transistoren, durchaus Fehler verursachen,

die in die Größenordnung der SWM 3 fallen. Der besondere Vorzug der Halbleitermeßzusätze liegt darin, daß alle Parameter unter Betriebsbedingungen ermittelt werden können. Hierfür sind an den Adaptern drei Buchsen vorgesehen, die den Anschluß von Gleichspannungsquellen ermöglichen, um den gewünschten Arbeitspunkt einzustellen. Eine vierte Buchse dient einer eventuell notwendig werdenden zusätzlichen Erdung.

Eine in ihrer Bedienung äußerst praktisch konstruierte Klemmvorrichtung läßt auch das bequeme Anschließen von Leistungstransistoren zu, wenn man für sie zusätzlich einen Kollektoranschluß schafft. Allerdings ist darauf zu achten, daß der Kollektorstrom nicht größer als 400 mA wird, weil damit bleibende Symmetrieänderungen des Übertragers der SWM 3 hervorgerufen werden können. Die Klemmvorrichtung jeder der vier Meßzusätze ist in ihrer Konstruktion so gestaltet, daß ein einmaliges Betätigen der Drucktaste drei Spannklauen genügend weit öffnet (etwa 2,5 mm), die aber unabhängig voneinander schließen und auch bei unterschiedlich stark verzinnten Transistoranschlüssen sicheren Kontakt geben.

Anwendungsmöglichkeiten der Halbleitermeßzusätze

Die hier beschriebenen Meßadapter werden nicht nur bei der Entwicklung von Transistoren und zur rationellen Kontrolle ihrer Produktion benötigt, sondern können auch von Geräteentwicklern benutzt werden, die mit den Halbleitermeßzusätzen mehr als nur die vier erwähnten Vierpolgrößen messen wollen. So erlauben sie zusätzlich die Aussage über Grenzfrequenzen. Ebenso ist es möglich, den Transistor in Verbindung mit anderen Bauelementen zu messen, z. B. mit zwischengefügtem Emitterwiderstand (kapazitiv überbrückt oder auch als Gegenkopplung).

Es ist vorgesehen, die Halbleitermeßzusätze HMZ 1 bis 4 den Scheinleitwertmeßbrücken SWM 3 und SWM 3-2 als Zusatz bei Bedarf beizugeben bzw. sie den Besitzern dieser Geräte auf Wunsch nachzuliefern.

Eine ausführliche Beschreibung der Messung der dynamischen Kenndaten von Transistoren mit Hilfe der Scheinleitwertmeßbrücke SWM 3 veröffentlichen wir in Heft 6.

D. Red.

Die Helligkeits- und Kontrasteinstellung beim Fernsehempfänger

Dipl.-Ing. G. KURZ

Der nachfolgende Beitrag ist eine Zusammenfassung der Probleme, die bei der Einstellung der Helligkeit und des Kontrastes eines Fernsehbildes auftreten. Er zeigt eine Übersicht über die prinzipiellen Einstellmöglichkeiten, wie sie sich im Laufe der Fernsehempfängerentwicklung ergaben.

Die Arbeit schließt mit einigen Hinweisen auf Automatikschaltungen, die weitgehend eine Einstellung von Hand erübrigen.

Bedeutung von Helligkeit und Kontrast im Fernsehbild

Für die Wiedergabegüte eines Fernsehbildes ist neben der Schärfe, d. h. dem Auflösungsvermögen, vor allem auch der Kontrast (Gradation) des Bildes von Bedeutung. Bandbreite und Laufzeitverhalten im ZF- und Videobereich des Empfängers bestimmen im allgemeinen die Schärfe eines Fernsehbildes. Sie kann durch Veränderung der Lage des Bildträgers auf der Nyquistflanke durch die Feinabstimmung des Tuners oder bei Spitzengeräten durch einen Scharfzeichner vom Benutzer des Gerätes verändert werden.

Der Kontrast oder physikalisch der relative Leuchtdichteumfang eines Fernsehbildes ist von mehreren Faktoren abhängig. Unter dem relativen Leuchtdichteumfang versteht man das Verhältnis von maximaler zu minimaler Leuchtdichte eines Bildes.

Bevor die Leuchtdichteverhältnisse am Bildschirm untersucht werden, sind einige Bemerkungen zum menschlichen Gesichtssinn notwendig. Das Auge ist in der Lage, unterschiedliche Leuchtdichten einiger Größenordnungen (etwa sieben Zehnerpotenzen) durch Adaption, d. h. Anpassung des Sehorgans an die jeweils herrschende mittlere Leuchtdichte, auszugleichen. Dabei bleibt dann nur noch das Wahrnehmen von Leuchtdichten im Verhältnis von ungefähr 1 : 200 [1]. Es muß daher ein Leuchtdichteumfang von maximal 1 : 200 wiedergegeben werden. Nach [2] erzeugt die Bildröhre jedoch Leuchtdichten von maximal 1 : 1000.

Auf den tatsächlich vom Auge wahrnehmbaren relativen Leuchtdichteumfang haben nun folgende Faktoren einen Einfluß:

1. Helligkeit der hellen Bildteile
2. Helligkeit der dunklen Bildteile
3. Helligkeit der Umgebung.

Verändert man diese Faktoren, so lassen sich recht unterschiedliche Bildeindrücke erzielen. Das sei an einem Beispiel erläutert [1]. In einem Fernsehbild, das in einem dunklen Raum betrachtet wird, sei die Leuchtdichte der Spitzenlichter 200 asb (1 asb = $1/\pi \cdot 10^{-4}$ sb), die der dunklen Bildteile 2 asb; der relative Leuchtdichteumfang ist also 100 : 1. Nach Einschalten einer Raumbeleuchtung, die auf dem Bildschirm eine zusätzliche Leuchtdichte von 5 asb erzeugt, beträgt der relative Leuchtdichteumfang 205 asb : 7 asb, also ungefähr 30 : 1. Das ist eine Kontrastverminderung. Durch eine Erhöhung der Spitzenleuchtdichte könnte man den relativen Leuchtdichteumfang (und damit den Kontrast) steigern. Schon aus diesem Beispiel folgt, daß dem Betrachter des Fernsehbildes Möglichkeiten gegeben werden müssen, sich den jeweiligen Verhältnissen anpassen zu können.

Bei der Übertragung eines Fernsehbildes spielt vor allem die Kennlinie der Aufnahmekamera eine wichtige Rolle. Die Kamera kann im allgemeinen einen relativen Leuchtdichteumfang von 1 : 30 verarbeiten [2]. Nur dieser Leuchtdichtebereich sollte wiedergegeben werden. Größere relative Leuchtdichten beim Empfänger führen zu „tintigen" Bildern, d. h. zu einer Verfälschung der Helligkeitsabstufungen der dunklen und hellen Bildteile. Man muß also den Kontrast auf den gerade noch wahrnehmbaren Umfang reduzieren. Es gelten daher folgende Einstellregeln: Man stelle die dunkelsten Bildteile (die Grundleuchtdichte) so hell ein, daß sie gerade noch dunkel genug erscheinen. Die hellsten Bildteile (Spitzenleuchtdichte) werden so eingestellt, daß sie nicht heller erscheinen als unbedingt nötig ist. Zu diesem Zweck benutzt man am besten den Graukeil eines Fernsehtestbildes.

Möglichkeiten zum Beeinflussen von Helligkeit und Kontrast an der Bildröhre

Der Anodenstrom (Strahlstrom) einer Bildröhre läßt sich bekanntlich wie bei jeder Hochvakuumelektronenröhre steuern.

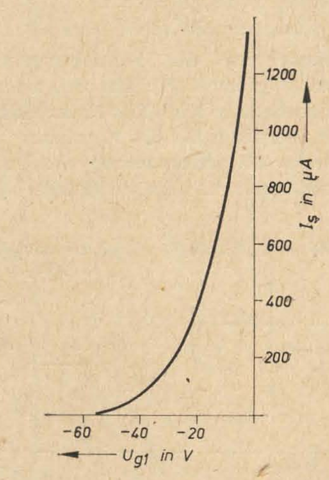


Bild 1: Steuerkennlinie einer Bildröhre

Dabei ergibt sich eine nahezu lineare Abhängigkeit zwischen der Helligkeit auf dem Bildschirm und dem Strahlstrom der Röhre. Die Abhängigkeit des Strahlstromes von der Gitterspannung (Spannung des Wehneltzylinders) ist im Bild 1 dargestellt [3]. Die Kennlinie erklärt die Umwandlung verschiedener Spannungswerte ($-U_{g1}$) in Helligkeitswerte.

Je nach Größe der angelegten Videospannung (ΔU_{g1}) ändert sich der wiedergegebene relative Leuchtdichteumfang (Kontrast). Außerdem kann durch Wahl des Arbeitspunktes (U_{g1}) die Grundhelligkeit eingestellt werden. Grundsätzlich ist es möglich, die Videospannung (ΔU_{g1}) und die Vorspannung zur Einstellung

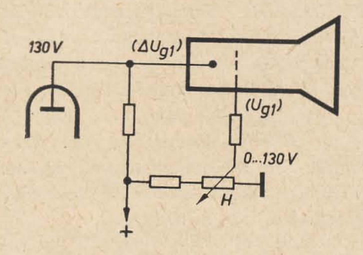


Bild 2: Grundschaltung einer Bildröhre

des Arbeitspunktes (U_{g1}) am Gitter oder an der Katode zuzuführen. Es hat sich eine Schaltung durchgesetzt, die im Bild 2 dargestellt ist. Das Videosignal (ΔU_{g1}) gelangt zur Katode der Bildröhre. Dabei ist im Interesse einer guten Schwarzwertübertragung meist die Direktkopplung von Videoendstufe und Bildröhrenkatode üblich. Die Grundhelligkeit stellt man durch Verändern der Gittervorspannung (U_{g1}) ein. Es sollen einige Möglichkeiten der Helligkeits- und Kontrasteinstellung näher untersucht werden.

Kontrasteinstellung im Hochfrequenzteil des Empfängers

Wie bereits gesagt, wird der Kontrast des Fernsehbildes durch die Größe der Videospannung (ΔU_{g1}) bestimmt. Durch Regeln der Verstärkung in Video- oder Hochfrequenzteil des Empfängers kann daher der Kontrast verändert werden. Da wegen der unterschiedlichen Empfangsfeldstärken eine Regelung der HF-Verstärkung des Gerätes unbedingt nötig ist, wurde diese auch zur Kontrasteinstellung herangezogen.

Empfänger ohne getastete Verstärkungsregelung

Als Beispiel sei der Fernsehempfänger „Weißensee" genannt [4]. Das Schema der Kontrasteinstellung zeigt Bild 3. Im Gitterkreis der Zeilenendstufe (EL 81) nimmt man die negative Gittervorspannung ab. Durch einen veränderbaren Spannungsteiler (K)

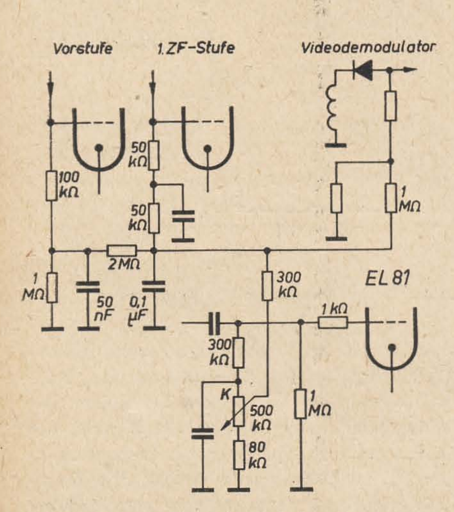


Bild 3: Kontrasteinstellung beim Fernsehempfänger „Weißensee"

kann mit dieser negativen Spannung die Verstärkung im HF- und ZF-Teil des Empfängers eingestellt werden. Der Videoteil arbeitet mit konstanter Verstärkung. Die Kontrasteinstellung erfolgt daher nur durch Verstärkungsänderung im HF-ZF-Teil.

Empfänger mit getasteter Verstärkungsregelung

In der Praxis sind die Empfangsfeldstärken örtlich und zeitlich sehr unterschiedlich. Das bedeutet, daß eine automatische Verstärkungsregelung wie beim Tonrundfunkempfang notwendig ist. Um die Verstärkung unabhängig vom Bildinhalt und möglichst unabhängig von eventuell auftretenden Störimpulsen zu beeinflussen, benutzt man die getastete Regelung. Die Wirkungsweise soll hier nicht näher erläutert werden. Sie ist beispielsweise in [5] beschrieben. Hier sollen nur die Möglichkeiten zum Verändern des Sollwertes der getasteten

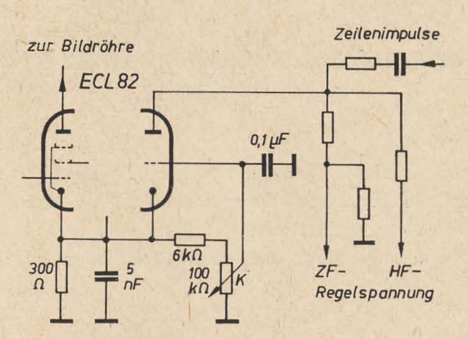


Bild 4: Kontrasteinstellung beim Fernsehempfänger „Derby"

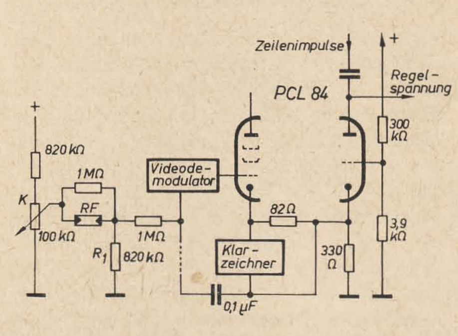


Bild 5: Kontrasteinstellung beim Fernsehempfänger „Stadion"

Regelung, und damit des Kontrastes, beschrieben werden.

Bild 4 zeigt einen Ausschnitt aus dem Schaltbild des Fernsehempfängers „Derby". Durch Einstellen der Gittervorspannung der Taströhre mit K wird die Größe der Regelspannung verändert und damit der Sollwert der Tastregelung beeinflußt.

Es ergibt sich also eine Kontrastveränderung im HF-ZF-Teil ohne Beeinflussung der Verstärkung im Videoteil des Empfängers. Eine andere Möglichkeit zur Verstärkungseinstellung zeigt Bild 5. Das Regeln der Gittervorspannung der Videoendstufe bewirkt auch eine Veränderung der Katodenspannung. Das bedeutet für die Katode der direktgekoppelten Taströhre ebenfalls eine Spannungsänderung und damit eine andere Regelspannung. In diesem Fall wird die Verstärkung im Videoteil kaum beeinflußt (Kontrasteinstellung im HF-ZF-Teil).

Kontrasteinstellung im Videoteil des Empfängers

Eine Verstärkungseinstellung im Videoteil ergibt wesentliche Vorteile. So kann bei geeigneter Bemessung der getasteten Regelung am Videodemodulator immer mit einer konstanten Spannung gearbeitet werden. Durch richtige Wahl des Arbeitspunktes der Videodiode (Arbeitsbereich im linearen Teil der Kennlinie) vermeidet man Verzerrungen bei Kontrasteinstellungsänderung. Außerdem ist die Synchronisation und das 5,5-MHz-Intercarriertonsignal völlig unabhängig von der Kontrasteinstellung. Da aber die relative Bandbreite des Videoverstärkers wesentlich größer als die des ZF-Verstärkers ist, sind im Videoteil eher Veränderungen der Durchlaßkurve bei Kontrasteinstellungen durch Kapazitätsänderungen zu erwarten. In einigen älteren Fernsehempfängern hat man durch sorgfältig

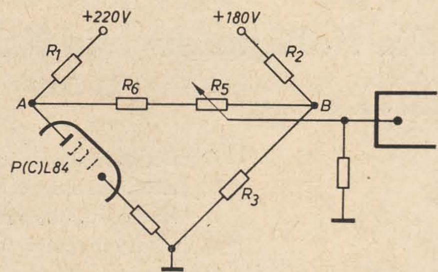


Bild 6: Kontrasteinstellung im Videoteil

dimensionierte mehrstufige Videoverstärker eine brauchbare Kontrasteinstellung im Videoteil erreicht [6]. In neueren Schaltungen [7] liegt der Kontrastregler im Ausgang der Videoendstufe. Bild 6 zeigt eine vereinfachte Darstellung einer derartigen Kontrasteinstellung. In der Brückenschaltung liegt an den Punkten A und B die gleiche Spannung (170 V). Damit ist der Arbeitspunkt der Bildröhre (Schwarzwert) unabhängig von dem mit R_5 eingestellten Kontrast. Ebenso arbeitet die Videoendstufe immer mit der gleichen Anodenspannung. Es sind daher keine Änderungen der Durchlaßkurve bei Kontrasteinstellungen zu erwarten, so daß die Vorteile der videofrequenten Kontrastbeeinflussung ausgenutzt werden können.

Verknüpfung von Kontrast- und Helligkeitseinstellung

Bisher wurden nur die Möglichkeiten zur Kontrasteinstellung betrachtet. In diesen Fällen stellt man die Grundhelligkeit, wie im Bild 2 gezeigt, ein. Da jedoch bei der getasteten Regelung der Synchronwert des Videosignals konstant gehalten wird, bewirkt eine Kontraständerung auch eine Verschiebung des Schwarzwertes (siehe Bild 7), der bekanntlich nur 75% vom Synchronwert beträgt. Es

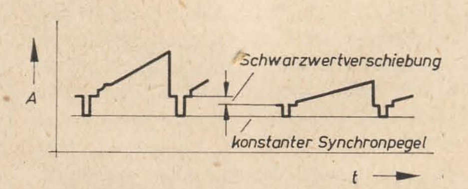


Bild 7: Einfluß der Verstärkungsänderung auf den Schwarzpegel

ist ein Nachstellen der Grundhelligkeit notwendig.
Spezielle Schaltungen halten daher den Schwarzwert konstant. Es hat sich aber herausgestellt, daß für die Betrachtung eines Fernsehbildes ein mittlerer Grauwert als konstanter Bezugspunkt günstiger ist. Bild 8 zeigt eine Möglichkeit zur Verknüpfung von

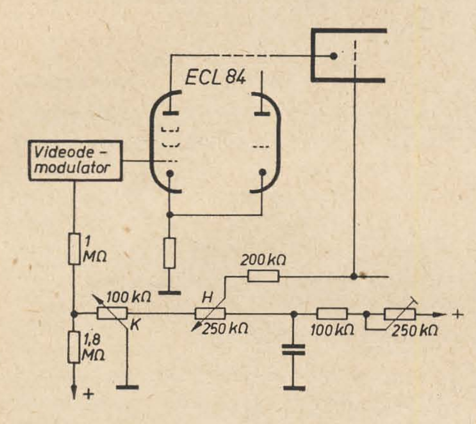


Bild 8: Helligkeits- und Kontrasteinstellung beim Fernsehempfänger „Record"

Helligkeits- und Kontrasteinstellung. Der Kontrast wird mit dem Regler K eingestellt (Änderung der Gittervorspannung der Videoendstufe und damit des Sollwertes der getasteten Regelung). Gleichzeitig verändert sich über den Spannungsteiler K, H, 100 kΩ, 250 kΩ auch der Arbeitspunkt der Bildröhre. Durch geeignete Bemessung der Spannungsteiler kann bei Variation von K ein mittlerer Grauwert auf der Bildröhre konstant gehalten werden. Ältere Schaltungen benutzen eine besondere Röhre zur Verknüpfung von Helligkeits- und Kontrasteinstellung (z. B. ORION AT 611 [8]).

Raumlichtautomatik

Die nachfolgend beschriebene Automatik soll den Kontrast automatisch entsprechend dem auf den Bildschirm von außen auffallenden Licht einstellen. Wie bereits erwähnt, erfordert eine stärkere Raumbeleuchtung ein Vergrößern des Kontrastes auf dem Bildschirm, um einen gleichen relativen Leuchtdichteumfang zu erzeugen.

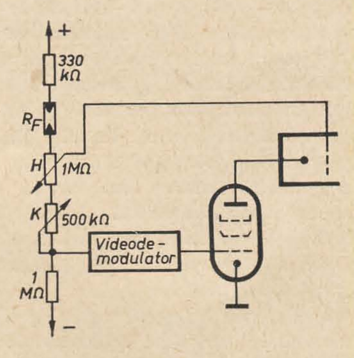


Bild 9: Raumlichtautomatik

Dazu dient eine automatische Steuerung [9]. Im Bild 5 ist ein Fotowiderstand R_F eingezeichnet. Dieser Widerstand ist an der Frontseite des Empfängers angebracht und verändert seinen Widerstandswert je nach Stärke der Beleuchtung. Da er in der Schaltung einen veränderlichen Spannungsteiler mit R_1 für die Gittervorspannung der Videoendstufe bildet, ändert sich über die getastete Regelung je nach der Beleuchtung die Verstärkung und damit der Kontrast. Dabei bleibt die individuelle Einstellung des Kontrastes mit dem Regler möglich. Eine anschauliche Verknüpfung von Helligkeits- und Kontrasteinstellung mit einer Raumlichtautomatik zeigt Bild 9 (nach [10]). Sobald sich der Widerstand R_F durch die Raumbeleuchtung ändert, werden Kontrast und Grundhelligkeit entsprechend nachgeregelt. Damit erübrigen sich eventuelle Einstellungen bezüglich des relativen Leuchtdichteumfanges bei der Bildwiedergabe.

Kontrastautomatik

Einige Faktoren, die ebenfalls Einfluß auf die Bildwiedergabe haben, blieben bisher unberücksichtigt. So ist der für den Kontrast vorgesehene Amplitudenintervall im BAS-Signal nach der Norm mit einer Toleranz behaftet (Bild 10). Danach kann der Kontrastumfang um ±10% schwanken. Außerdem wird der Weißwert des Bildes (10 ··· 12%) nicht immer erreicht.

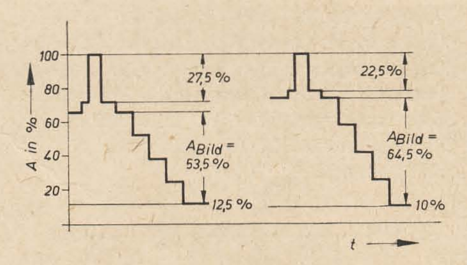


Bild 10: Toleranzen eines BAS-Signals

Bei hellen Bildern, die längere Zeit vorhanden sind, stellt man ein Flimmern (physiologischer Effekt) fest, das man durch Vermindern des Kontrastes zu beseitigen versucht. Das führt bei nachfolgenden dunkleren Bildern zur Bildeindrucksminderung (reduzierter Kontrastumfang).
Eine Kontrastautomatik [11] kann in diesen Fällen bis zu einem gewissen Grad ausgleichen. Bild 11 zeigt das Blockschaltbild einer Kontrastautomatik nach [9]. Der Kontrast (Größe des Videosignals für die Regelstufe) wird mit K eingestellt. Da über die hier vorhandenen drei Videostufen der Schwarzwert nicht durch direkte Kopplung übertragen werden kann, ist eine Schwarzsteuerung vorgesehen. Den Schwarzpegel steuert die Regelstufe, deren Schirmgitterspannung U_{g2} vom jeweiligen Regelzustand abhängt, über die Gittervorspannung der Endstufe. Der Kern der Automatik ist die Kontraststeuerung, die durch Abnahme des BAS-Signals vor dem Regler vorgenommen wird. Nach Gleichrichtung und Integration erhält man die Regelspannung U_{g1} für die Regelstufe. Damit werden Normschwankungen und der physiologische Effekt berücksichtigt. Außerdem ist eine Raumlichtautomatik, die im Bild 11 nicht eingezeichnet ist, vorgesehen. Sie beeinflußt die Regelstufe

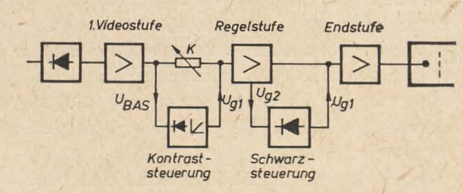


Bild 11: Schema einer Kontrastautomatik

und die Schwarzsteuerung. Eine derartige Automatik ist sehr aufwendig und daher nur in einigen Spitzengeräten vorhanden.
Die Sendeseite kann diese Faktoren bedeutend besser beeinflussen als die Empfängerseite.

Literatur

[1] Jensen, H.: Der Kontrast im Fernsehbild. Elektronische Rundschau 9 (1955) H. 6 S. 236—237
[2] Großkopf, H.: Bedingungen für die optimale Bildreproduktion beim Fernsehen. Elektronische Rundschau 17 (1963) H. 1 S. 21—23
[3] Lennartz, H.: So arbeitet mein Fernsehempfänger. Funktechnik 12 (1957) H. 17 S. 583
[4] Wittig, I.: Fernsehempfänger FSO 1 Weißensee. radio und fernsehen 6 (1957) H. 22 S. 706—709
[5] Werner/Barth: Kleine Fernseh-Reparatur-Praxis. VEB Verlag Technik, Berlin 1962
[6] Kröncke, C.: Ein dreistufiger Videoverstärker. Funktechnik 14 (1959) H. 9 S. 284—285
[7] Schaltungsneuheiten in TV-Empfängern. radio und fernsehen 12 (1963) H. 1 S. 30—32
[8] TV-Empfänger ORION AT 611. radio und fernsehen 10 (1961) H. 7 S. 203 bis 206.
[9] Kurz, G.: Automatik im Fernsehempfänger. Funkamateur 12 (1963) H. 4 S. 128 bis 129, 139; H. 5 S. 165—167
[10] Verbesserte Kontrast-Helligkeitsregelung mit Raumleichtautomatik. Funktechnik 17 (1962) H. 9 S. 295
[11] Rappold, A., und Wolf, F.: Der Kontrastpilot, eine neuartige automatische Kontrastregelung. Funkschau 31 (1959) H. 17 S. 407—408

Ein interessanter FM-Demodulator

Dipl.-Ing. A. SEIDEL

Von einem FM-Empfänger wird zumeist eine hohe Empfindlichkeit bei geringem Eigenrauschen der Eingangsstufe gefordert. Die Begrenzung und die Qualität der Demodulation stehen dabei erst an zweiter Stelle. Während ersteres weitgehend nur vom Rauschen der in dieser Stufe verwendeten Röhre abhängt, läßt sich die Demodulation schaltungstechnisch variieren.

Der oft verwendete Ratiodetektor hat zwar den großen Vorteil, eine dynamische Amplitudenbegrenzung durch die Änderung seines Eingangswiderstandes mit der Größe der entstehenden Richtspannung zu bewirken, sein einwandfreies Arbeiten als Demodulator hängt aber weitgehend von der Gleichheit der beiden Dioden und vom Ratiofilter ab. Es ergibt sich nämlich ein beträchtlicher Klirrfaktor, wenn die Kopplung zwischen den Kreisen dieses Filters nicht gerade kritisch ist.

Im folgenden soll eine Demodulatorschaltung beschrieben werden, die sowohl eine gute Amplitudenbegrenzung als auch eine verzerrungsarme Demodulation gestattet.

Für eine nahezu ideale Begrenzung bietet sich ein Schmitt-Trigger an. Er stellt einen bistabilen Multivibrator dar, der folgendermaßen arbeitet: Für jede der beiden verwendeten Trioden werden zwei Gittervorspannungen erzeugt, nämlich eine positive, von der Anodenspannung abgeleitet, und eine negative, die durch den gemeinsamen Katodenwiderstand R_{kk} gewonnen wird (Bild 1). Durch R_{kk} werden beide Röhren stark miteinander gekoppelt.

Nimmt man an, $Rö_1$ sei geöffnet, so wird $Rö_2$ dadurch gesperrt, daß an R_{kk} die dazu nötige negative Gittervorspannung durch den Strom über $Rö_1$ erzeugt wird. Das Potential an g_1 von $Rö_2$ wird durch den Strom über R_k nur wenig ins Positive verschoben, weil an R_{a1} infolge des Stromes über $Rö_1$ ein großer Spannungsabfall entsteht, wodurch die für den Spannungsteiler R_k, R_{g2} zur Verfügung stehende Spannung stark verringert wird.

Wird durch einen Impuls, eine Sinusspannung oder eine beliebig geformte Spannungsschwankung, das Potential an g_1 von $Rö_1$ nach dem Negativen verschoben, so kippt die Anordnung in den Zustand um, daß $Rö_1$ sperrt und $Rö_2$ leitend wird. Das Gitter g_1 von $Rö_2$ wird positiver, weil die Spannung an der Anode von $Rö_1$ steigt. Dieser Impuls wird durch R_{kk}, unterstützt durch C_k, übertragen. $Rö_1$ wird durch den Spannungsabfall an R_{kk} gesperrt gehalten, während $Rö_2$ durch den positiven Spannungsabfall an R_{g2} offen bleibt. Dieser Zustand ist meist der stabilere. Wird das Potential am Gitter der ersten Röhre wieder genügend weit und schnell ins Positive verschoben, so kippt die Schaltung wieder in ihren ursprünglichen Zustand zurück.

Man ist also in der Lage, mit Hilfe des Schmitt-Triggers beliebig geformte Wechselspannungen in Rechteckspannungen umzuformen. Da es sich beim UKW-Empfang um Sinusschwingungen konstanter Amplitude handelt, ist nur dafür zu sorgen, daß eine notwendige Minimalamplitude am Eingang des Triggers nicht unterschritten wird. Wird die Amplitude größer, so hat das keinen Einfluß auf die Größe der vom Trigger abgegebenen Rechteckspannung. Amplitudenschwankungen werden also bis zu einer bestimmten Minimalhöhe statisch ideal begrenzt. Da es in der Natur dieser Schaltung liegt, Rechteckspannungen abzugeben, läßt sich als Demodulator sehr gut die in [1] beschriebene Impulszählschaltung verwenden. Es muß auch hier die ZF von 10,7 MHz auf etwa 100 kHz herabgesetzt werden, weil sich Schmitt-Trigger und Demodulator nur sehr schlecht für so hohe Frequenzen aufbauen lassen.

Damit ist folgender Weg gangbar: Nach 2- bis 3stufiger ZF-Verstärkung wird das Signal mit Hilfe einer Mischstufe auf etwa 100 kHz Bandmittenfrequenz herabgesetzt. Diese zweite ZF wird mit einem RC-Verstärker weiter verstärkt und auf den Schmitt-Trigger gegeben. Die Demodulation erfolgt unmittelbar nach diesem durch Differentiation und anschließender Integration der Rechteckimpulse. Die Gesamtschaltung ist im Bild 2 gezeigt.

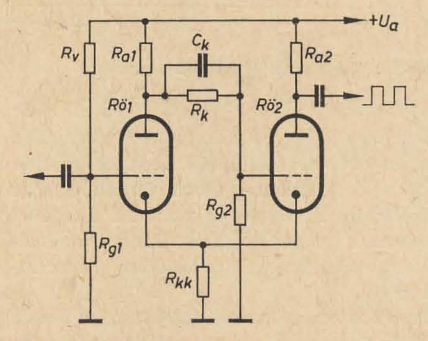


Bild 1: Schaltung des Schmitt-Triggers

Wahl der zweiten ZF

UKW-FM-Sender sind normalerweise mit einem Hub von ± 75 kHz moduliert. Wählt man eine derartig niedrige ZF von etwa 100 kHz, so muß darauf geachtet werden, daß keine Seitenbandfrequenzen in den hörbaren NF-Bereich fallen. Andererseits sollte die niedrigstmögliche Zwischenfrequenz gewählt werden, um mit dem RC-Verstärker eine möglichst hohe Verstärkung — bei dem sowieso sehr breiten Frequenzband von 180 kHz — und ein sicheres Kippen des Schmitt-Triggers zu erreichen.

Bei 75 kHz Hub und 15 kHz oberer NF-Frequenz ist jedes Seitenband 90 kHz breit. Um direkte Einstreuungen in den hörbaren Bereich zu vermeiden, sei die niedrigste vorkommende ZF-Frequenz mit 25 kHz gewählt. Damit liegt die Bandmittenfrequenz mit 115 kHz fest. Änderungen von ± 10 kHz sind dabei ohne weiteres zu verarbeiten, so daß Unstabilitäten des zweiten Oszillators in diesen Grenzen nicht stören.

Der zweite Oszillator schwingt auf 10,585 oder 10,815 MHz. Der Durchlaßbereich des RC-Verstärkers erstreckt sich über

$$B = 2\,(\Delta F + f) = 180\ \text{kHz}$$

von 25 bis 205 kHz.
(ΔF = 75 kHz Hub und f = 15 kHz obere NF-Frequenz)

Rechnet man bei der ECH 81 mit einer Ausgangskapazität (plus Schalt- und Eingangskapazität der nächsten Röhre) von 20 pF, so ist

$$R_{a1} = \frac{1}{\omega_{ob} \cdot C_1} = 40\,\text{k}\Omega$$

(ω_{ob} = obere ZF-Frequenz = $2\pi \cdot 205$ kHz)
Mit R_{g1} = 100 kΩ wird C_{k1}

$$C_{k1} = \frac{1}{\omega_u \cdot R_{g1}} = 60\ \text{pF}$$

(ω_u = untere ZF-Frequenz = $2\pi \cdot 25$ kHz)
R_{a2} kann gleich R_{a1} angenommen werden, da hier etwa gleiche Verhältnisse vorliegen.

Die Verstärkung der RC-Stufe wird mit diesem Arbeitswiderstand etwa

$$V = S \cdot R_a = 280$$

(S = 7 mA/V, R_a = 40 kΩ)
Der Koppelkondensator C_{k2} für den Schmitt-Trigger muß u. U. etwas verändert werden, je nachdem wie der Trigger arbeitet. Als Richtwert gelten ebenfalls 60 pF, obwohl der Eingangswiderstand in diesem Falle größer als 100 kΩ ist.

Für die Demodulation sind vor allem die Größen der Zeitkonstanten des Differentiations- und des Integrationsgliedes ausschlaggebend. Von dem Differentiationsglied muß gefordert werden, daß es eine Zeitkonstante besitzt, die klein gegen die Periodendauer der höchsten ZF-Frequenz ist. Diese setzt sich zusammen aus C_D und R_{D1} mit R_{aII} in Reihenschaltung, wenn man R_{D2} gegen R_{D1} vernachlässigt. Die Zeitkonstante muß folgender Beziehung genügen:

$$\frac{1}{f_{ob}} > C_D\,(R_{aII} + R_{D1})$$

(f_{ob} = obere ZF-Frequenz = 205 kHz)
Wird R_{aII}, der nur geringeren Einfluß auf die Funktion des Triggers hat, mit 10 kΩ gewählt und R_{D1} mit 5 kΩ angesetzt, so wird

$$C_D < 380\ \text{pF}$$

Es ergibt sich aber ein Klirrfaktorminimum bei $C_D \approx 50 \cdots 100$ pF [1]. Die Diode D_1 sperrt die negativen Differentiationsspitzen. Da diese jedoch ziemlich hoch und spitz sind, wird eine zweite Diode D_2 notwendig, die im gleichen Moment, nämlich bei negativen Spitzen, niederohmig wird. Ursache für die Notwendigkeit dieser Maßnahme sind der endliche Sperrwiderstand der Dioden und deren Sperrschichtkapazität. Die Widerstände $R_{D1} + R_{D2}$ stellen den Arbeitswiderstand von D_1 dar, während R_{D2} gleichzeitig der Arbeitswiderstand von D_2 ist.

Das anschließende Integrationsglied, gebildet aus R_i und C_i, muß eine Zeitkonstante besitzen, die groß gegen die Periodendauer der niedrigsten ZF-Frequenz ist. Sie sollte dabei jedoch möglichst klein sein, weil sonst die Höhen benachteiligt werden und die gesamte NF-Amplitude kleiner wird. Die Zeitkonstante sollte also auf keinen Fall größer werden als die vorgeschriebene Deemphasis von 50 μs.

$$\frac{1}{f_u} < R_i\,C_i$$

f_u = untere ZF-Frequenz = 25 kHz)
Für R_i = 50 kΩ wird

$$C_i > 800 \text{ pF}$$

Gewählt wird C_i = 1 nF.
Mit diesen Werten ergibt sich eine Zeitkonstante von

$$\tau = R_i C_i = 50 \, \mu s$$

also gerade die erforderliche Deemphasis.
Als Dioden können die Universaldioden OA 625, OA 645 oder OA 665 verwendet werden.

Praktische Erprobung

Die angegebene Schaltung wurde mit einfachen Mitteln aufgebaut und erprobt. Vor der ECH 81 als zweite Mischstufe war ein neunkreisiger Empfänger (g_1 der ECH 81 anstelle der herausgenommenen dritten ZF-Stufe) geschaltet. Außerdem wurde der RC-Verstärker mit der EF 80 weggelassen. Der Empfangsort (Ilmenau) lag so, daß nur Sender mit geringer Feldstärke einfielen, trotzdem war ein einwandfreier Empfang der stärkeren Sender zu erzielen. Sender, die bei einem Ratiodetektor verrauscht einfielen, blieben auch mit der beschriebenen Schaltung im Rauschen. Das ist allerdings verständlich, weil die dritte ZF-Stufe als Mischstufe ausgelegt wurde. Sie hat damit nicht die Verstärkung einer ZF-Stufe. Das Rauschen hat seine Ursache in der HF-Vorstufe.

Es wurde schon darauf hingewiesen, daß die Seitenbandfrequenzen der zweiten ZF nicht in den hörbaren NF-Bereich fallen dürfen. Sie werden sonst direkt hörbar, sind aber nicht verständlich. Das macht sich beim Abstimmen auf einen Sender nachteilig bemerkbar. Beim Abstimmen läuft die ZF in den eigentlichen Durchlaßbereich hinein. Weil aber die Dämpfung für Signale wenig außerhalb des Durchlaßbereiches nicht unendlich ist, kommt es im Zusammenwirken mit dem zweiten Oszillator zustande, daß der genannte Fall eintritt. Dadurch treten, je nachdem von welcher Seite her auf den Sender abgestimmt wird, sehr störende Geräusche lautstark auf. Es ist anzunehmen, daß diese Erscheinung mit einer Erhöhung der Selektivität, also z. B. mit einem elfkreisigen Empfänger vor der zweiten Mischung und der Einfügung des RC-Verstärkers, stark herabgemindert wird.

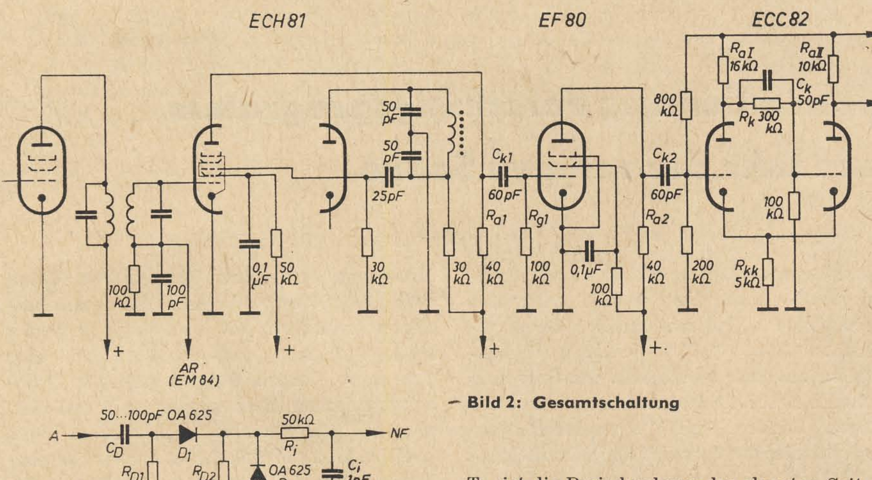
Die Funktion des Schmitt-Triggers wurde mit einem Oszillografen überprüft. Die abgegebene Rechteckspannung wird je nach Arbeitspunkteinstellung der Röhren bei größer bzw. kleiner werdendem Signal unsymmetrisch. Wie jedoch noch ausgeführt wird, hat das keinen Einfluß auf die Demodulation.

Theoretische Erwägungen

Vor dem Aufbau der Schaltung wurden folgende Überlegungen über die Funktion angestellt. Nach der üblichen Darstellung eines modulierten Signals als Trägerschwingung plus Seitenbandfrequenzen schien nämlich zuerst die Verwendung eines Schmitt-Triggers zweifelhaft, denn dieser ist nicht in der Lage, zwei oder mehr Schwingungen zu gleicher Zeit zu verarbeiten. Das bedeutete, daß zumindest nur das obere Seitenband demoduliert würde. Es enthält nicht den gesamten Nachrichteninhalt. Es wäre aber zu erwarten, daß nur jeweils die oberste auftretende Modulationsfrequenz am Ausgang erschiene. Dadurch bliebe die NF unverständlich. Wirklich existierend ist jedoch nur eine einzige Frequenz in einem Zeitraum τ, der sich in der Größe

$$T_{ob} \leqq \tau \leqq T_u$$

bewegen kann.



– Bild 2: Gesamtschaltung

T_{ob} ist die Periodendauer der obersten Seitenbandfrequenz des oberen Seitenbandes und T_u die Periodendauer der untersten Seitenbandfrequenz des unteren Seitenbandes.

Die Seitenbanddarstellung ist eine mathematische Annäherung (genau wird sie erst bei Berücksichtigung unendlich vieler Seitenbänder). Sie ist gewählt worden, weil man mit ihrer Hilfe die Modulationsvorgänge mathematisch erfassen kann. Sie baut auf die bekannte Theorie von Fourier auf, die besagt, daß jeder sich periodisch wiederholende Vorgang als Summe von sinusförmigen periodischen Schwingungen aufgefaßt werden kann. Es ist auch praktisch möglich, jede dieser bei einer theoretischen Fourier-Zerlegung auftretenden Frequenzen mittels geeigneter Filter auszusieben. Das beruht jedoch darauf, daß bei den auftretenden Frequenzänderungen eines frequenzmodulierten Signals „Stücke" einer Sinuskurve auftreten, deren Frequenz der Eigenfrequenz des verwendeten Filters entspricht. Das Filter wird somit angestoßen und schwingt weiter. Je nach der vorhandenen Bedämpfung vollzieht es nach diesem Anstoß mehr oder weniger viele ganze Sinusschwingungen bis der nächste Anstoß kommt. Die durchschnittliche Amplitude ist abhängig von der Größe der Amplituden der anstoßenden Kurvenzüge.

Nimmt man an, es sei wirklich in dem angegebenen Zeitraum τ nur eine Schwingung einer Frequenz vorhanden, so ist diese aber auf jeden Fall dadurch verzerrt, daß sie einen Übergang von einer Frequenz zur benachbarten darstellt. Diese Verzerrung kann man wieder nach Fourier als Addition von weiteren, höheren Frequenzen deuten.

Der Übergang geschieht jedoch bei 100 MHz Trägerfrequenz, einem Hub von 75 kHz und einer NF-Frequenz von 15 kHz innerhalb von

$$\frac{F}{f + \Delta F} = \frac{100 \cdot 10^6}{90 \cdot 10^3} = 1{,}11 \cdot 10^3$$

Schwingungen. Das bedeutet, daß sich die Frequenz eines modulierten Signals im ungünstigsten Falle erst während 1111 vollzogener Schwingungen um 1 Hz ändert. Die Verzerrung der einzelnen Schwingung ist also äußerst gering.

Durch die Mischungen wird das Signal erst auf eine Frequenz von 10,7 MHz, dann auf eine solche von 115 kHz herabgesetzt. Die besprochenen Verzerrungen werden dadurch allerdings relativ größer, für die Steuerung des Schmitt-Triggers spielt jedoch die Form des Eingangssignals nur eine untergeordnete Rolle. Wichtig sind nur die ersten „Stücke" einer stetigen, schnellen Potentialänderung in jeweils umgekehrter Richtung wie die vorhergehende. Durch diese wird der Kipp ausgelöst. Damit entsprechen aber die Abstände zwischen den einzelnen Kippvorgängen genau denen der einzelnen Nulldurchgänge des Signals.

Zusammenfassung

Unter der Bedingung, daß tatsächlich im Moment nur eine einzige Schwingung existiert und die Grenzfrequenz des Triggers genügend hoch liegt, kann dieser je Schwingung der ankommenden zweiten ZF einen Rechteckimpuls abgeben. Diese Impulse haben gleiche Abstände der Nulldurchgänge wie die ZF-Schwingungen, nur daß sie eventuell phasenverschoben sind. Weil aber die Verschiebung für alle Nulldurchgänge die gleiche ist, hat sie keinerlei Auswirkungen. Die Rechteckspannung läßt sich mit dem angegebenen Demodulator einwandfrei demodulieren. Die Schaltung mußte nach diesen Überlegungen theoretisch arbeiten. Bei der praktischen Erprobung ergaben sich die beschriebenen Vor- bzw. Nachteile.

Literatur

[1] Glaser, W.: Die Impulszählschaltung als FM-Demodulator. radio und fernsehen 7 (1958) H. 22 S. 675—678

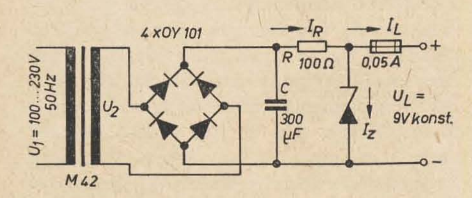
[2] Orlik, O.: Theoretische Grundlagen der Frequenzmodulation. radio und fernsehen 8 (1959) H. 22 S. 702—705

Netzgerät zum Selbstbau

Der Selbstbau von stabilisierten Netzgeräten ist immer wieder ein beliebtes Betätigungsfeld für viele Amateure (z. B. als Zusatznetzteil für batteriebetriebene Kofferempfänger). Die wichtigste Forderung an ein derartiges Netzgerät ist dabei eine sekundäre Spannungsstabilisierung, damit man dem niederohmigen Batterieanschluß nahekommt. Dies erreicht man z. B. mit einer Zenerdiode. Der Versuchsaufbau des im folgenden beschriebenen Gerätes hat ergeben, daß die Stabilisierung bei sehr großen Netzspannungsschwankungen ausreicht, so daß man das Netzgerät für einen primären Anschluß von 110 oder 220 V (ohne umzuschalten) betreiben kann.

Der Berechnungsweg ist so gewählt, daß er für Netzgeräte mit vielseitigen Anforderungen, sofern die entsprechenden Zenerdioden vorhanden sind, angewendet werden kann.

Die prinzipielle Schaltung zeigt Bild 1.



Schaltbild des Netzgerätes

Die Dimensionierung der Bauelemente richtet sich nach den gewünschten Anforderungen an das Netzgerät.

Die sekundäre Gleichspannung U_L soll bei einem primären Wechselspannungsbereich von 100 ··· 230 V und bei einer Belastung von 0 ··· 8 mA konstant 9 V betragen. Der Wechselspannungsanteil dieser Gleichspannung muß so gering sein, daß ein Brummen, z. B. beim Betrieb des „Sternchens", nicht vernehmbar ist.

Zunächst wird die sekundäre Wechselspannung $U_{2\,min}$ bei der Primärspannung $U_{1\,min} = 100$ V berechnet. Der Widerstand R ist ausschlaggebend für die maximale Belastung der Zenerdiode. Er soll mit 100 Ω angenommen werden. Stellt sich am Schluß der Rechnung heraus, daß die Zenerdiode überlastet werden muß, um das geforderte stabile Verhalten zu erreichen, oder daß der Arbeitsbereich der Zenerdiode ungünstig liegt, muß man das Netzgerät nochmals mit einem günstigeren R-Wert berechnen.

Die Zenerdiode (z. B. ZL 910/10) muß einen minimalen Strom von etwa 10 mA ziehen, damit die Spannungskonstanz gewährleistet wird.

Bei maximaler Belastung wird damit I_R

$$I_{R\,max} = I_{L\,max} + I_{Z\,min} = 8 + 10 = 18\ \text{mA}$$

Daraus folgt für den Spannungsabfall über R

$$U_R = I_{R\,max} \cdot R = 0{,}018 \cdot 100 = 1{,}8\ \text{V}$$

Nun kann die minimale sekundäre Wechselspannung $U_{2\,min}$ bei $U_{1\,min}$ berechnet werden

$$U_{2\,min} = (U_L + U_R)\,1{,}2 = (9 + 1{,}8)\,1{,}2 = 13\ \text{V}$$

Der Faktor 1,2 berücksichtigt dabei das Verhältnis zwischen Effektivwert und arithmetischem Mittelwert und die inneren Spannungsabfälle im Trafo und in den Gleichrichtern.

Bei $U_{1\,min}$ ist also ein $U_{2\,min}$ von 13 V erforderlich.

Daraus folgt etwa für $U_{2\,max}$

$$\frac{U_{1\,min}}{U_{1\,max}} = \frac{U_{2\,min}}{U_{2\,max}}$$

$$U_{2\,max} = \frac{U_{2\,min} \cdot U_{1\,max}}{U_{1\,min}} = \frac{13 \cdot 230}{100} = 30\ \text{V}$$

Jetzt wird die Belastung der Zenerdiode überprüft.

$I_{Z\,max}$ fließt im Leerlauf bei $U_{1\,max}$. Hat man eine Zenerdiode mit guter Zenercharakteristik, so kann ihre Innenwiderstandsänderung im Arbeitsbereich vernachlässigt werden. Die Gleichspannung über dem Elko ergibt sich zu

$$U_C = \frac{U_{2\,max}}{1{,}2} = \frac{30}{1{,}2} = 25\ \text{V}$$

Über R müssen also 16 V abfallen, damit $U_L = 9$ V bleibt.

Somit ergibt sich ein Strom

$$I_R = \frac{U_R}{R} = \frac{16}{100} = 160\ \text{mA}$$

Da im Leerlauf $I_R = I_Z$ ist, muß die Zenerdiode einen maximalen Strom von 160 mA vertragen können. Bei Verwendung der oben erwähnten Diode ist sie daher auf ein Kühlblech zu montieren.

Die an R abfallende maximale Verlustleistung ergibt sich zu

$$N_R = \frac{U_R^2}{R} = \frac{16^2}{100} = 2{,}56\ \text{W}$$

Für den Trafo wurde der Kerntyp M 42 verwendet. Er wurde für 220/30 V und eine sekundäre Last von 160 mA (Berechnungsunterlagen siehe radio und fernsehen 11 (1962) H. 10 S. 324—325) gewickelt. Zur Glättung der Gleichspannung genügt ein Ladeelko von 300 µF. Die Gleichrichter müssen den halben maximalen Strom, also 80 mA, und eine Sperrspannung von 30 V vertragen können.

Im Versuchsgerät wurden Gleichrichter vom Typ OY 101 verwendet.

Ing. Wolfgang Nelde

Internationales Forschungsprogramm zum Jahr der ruhigen Sonne

Als zweites großes internationales Forschungsvorhaben — nach dem bereits erfolgreich abgelaufenen „Internationalen Geophysikalischen Jahr (IGY)" — haben Wissenschaftler aus über 50 Ländern der Erde eine weltweite Arbeit im Rahmen des „Jahres der ruhigen Sonne (IQSY)" vereinbart. Im geophysikalischen Jahr und den darauffolgenden Jahren wurden bereits wertvolle Ergebnisse durch diese weltweite Zusammenarbeit erzielt, und man hofft, auch bei dem neuen Forschungsvorhaben wichtige Erkenntnisse über die uns umgebende Natur zu erhalten.

Der Umfang der durchzuführenden Messungen auf den verschiedensten Gebieten gestattet es nicht, daß sich nur ein Land oder nur wenige Wissenschaftler an diese Probleme heranwagen. Vielmehr muß der ganze moderne Apparat an technischen Hilfsmitteln, Funkeinrichtungen, Auswerte- und Datenverarbeitungsmaschinen sowie Raketen usw. eingesetzt und der Ablauf der Beobachtungen muß im weltweiten Maßstab geplant werden. Die zum Gebiet der „Erkundungsforschung" gehörenden Arbeiten beeinflussen in den späteren Jahren auch die Technik, und was heute nur einen kleinen Kreis von Experten interessiert, wird morgen Besitz der gesamten Menschheit.

Wie bereits allgemein bekannt ist, besteht ein etwa 11 Jahre dauernder Sonnenfleckenzyklus. Sein letztes Maximum lag in den Jahren 1957/58. Für 1964 tritt ein Aktivitätsminimum auf, so daß man in diesem Jahr Messungen durchführen kann, deren Ablauf geringste Störungen durch Sonnenfleckeneffekte erfordert. Mit optischen Methoden beobachtet man die Sonne schon über 100 Jahre, jedoch der Umfang der radioastronomischen Beobachtung hat erst seit etwa 15 Jahren einen vergleichbaren Wert erreicht. Wenn man bedenkt, daß ein Sonnenfleckenzyklus 11 Jahre dauert und man für eine einigermaßen exakte Voraussage des künftigen Verlaufs Meßwerte aus vier bis fünf Zyklen braucht, um korrelieren zu können, so wird klar, daß wir erst am Anfang der Entwicklung stehen.

Wissenschaftler der DDR beteiligten sich bereits erfolgreich am Internationalen Geophysikalischen Jahr. Die Koordinierung aller Arbeiten hatte damals die Deutsche Akademie der Wissenschaften durchgeführt. Aus den Erfahrungen dieser Arbeit ist auch für das kommende Programm ein Nationalkomitee gegründet worden, das im Rahmen der „Europäisch-asiatischen Region des IGC", einer Einrichtung des International Council of Scientific Unions, seine Arbeit durchführen wird.

Das Jahr der ruhigen Sonne beschäftigt sich in der Hauptsache mit den Erscheinungen in der Atmosphäre und im nahen kosmischen Raum, es wird ergänzt durch das ebenfalls internationale „Upper-Mantle-Project" (Erforschung der ersten 1000 km der Erdhülle).

Fortsetzung auf Seite 117

SV-Typen (Varistoren)

Fortsetzung aus radio und fernsehen 13 (1964) H. 3 S. 86

Technische Kenndaten der SV-Widerstände

Die Bilder 10 bis 13 zeigen das Strom-Spannungs-Verhalten im linearen Maßstab. Der Kurvenverlauf wird durch die Belastungslinie begrenzt, die der in der Tabelle angegebenen maximalen Belastbarkeit entspricht. Die Strom-Spannungs-Kennlinien sind auf eine Körpertemperatur von 20 °C bezogen; bei höheren Temperaturen (Stromwärme, Außentemperatur) liegen die Werte etwas unter diesen Kurven. Die SV-Widerstände können in speziellen Anwendungsfällen auch rechts von diesem Wert betrieben werden, wenn dabei die Hinweise über Belastbarkeit beachtet werden. In den Bildern 14 bis 17 ist der Zusammenhang zwischen dem Widerstand des Varistors und der anliegenden Spannung aufgetragen. Durch den gestrichelten Teil der Kurve wird der Verlauf angegeben, der bei strenger Gültigkeit der Gleichung

$$R = \frac{C}{I^{(1-\beta)}}$$

zu erwarten wäre. Der ausgezogene Teil der Kurven entspricht dem tatsächlichen Verhalten der Widerstände in Übereinstimmung mit der Gleichung

$$U = C_1 \cdot I^{\beta} + C_2 \cdot I$$

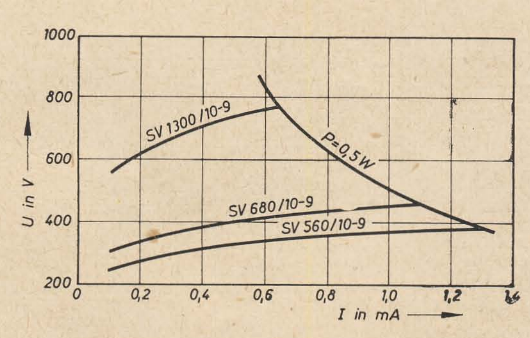


Bild 10: Strom-Spannungs-Kennlinie der SV-Widerstände mit einer maximalen Belastbarkeit von 0,5 W (20 °C)

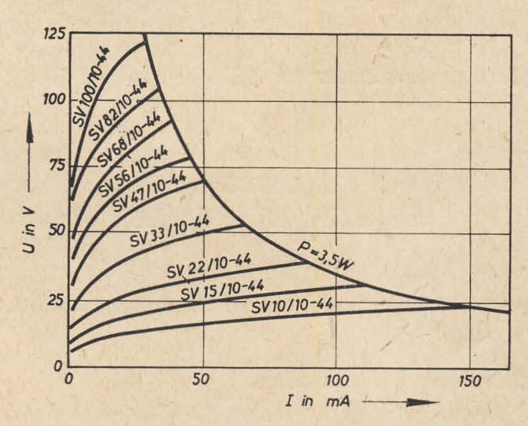


Bild 12: Strom-Spannungs-Kennlinie der SV-Widerstände mit einer maximalen Belastbarkeit von 3,5 W (20 °C)

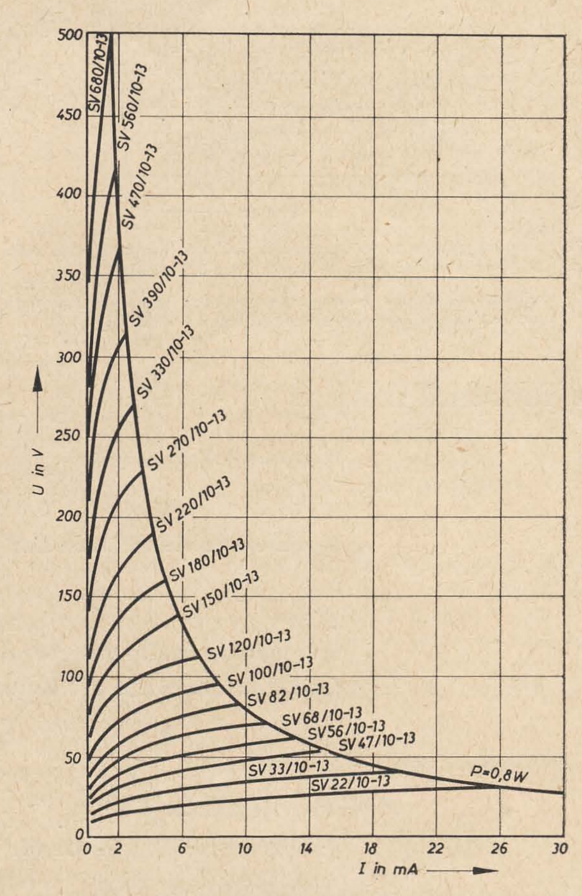


Bild 11: Strom-Spannungs-Kennlinie der SV-Widerstände mit einer maximalen Belastbarkeit von 0,8 W (20 °C)

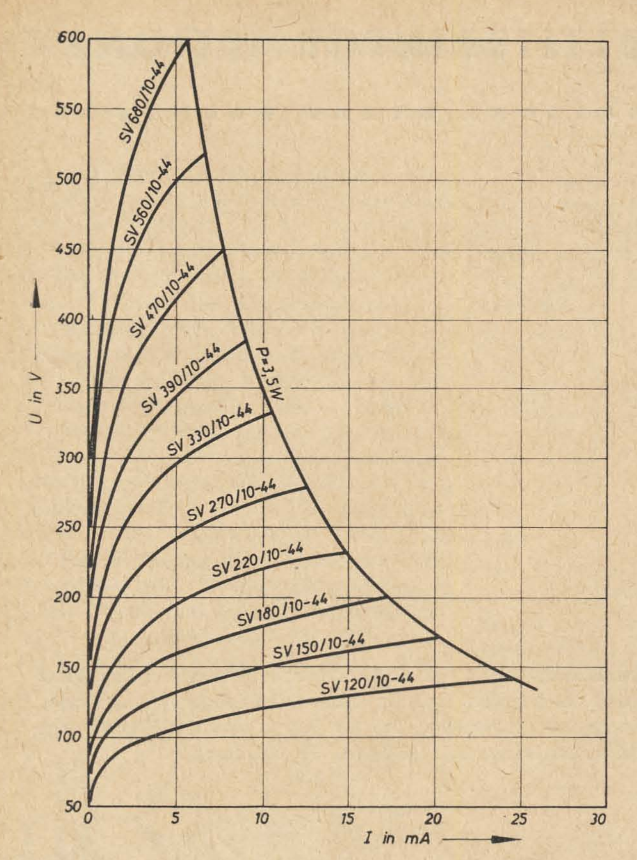


Bild 13: Strom-Spannungs-Kennlinie der SV-Widerstände mit einer maximalen Belastbarkeit von 3,5 W (20 °C)

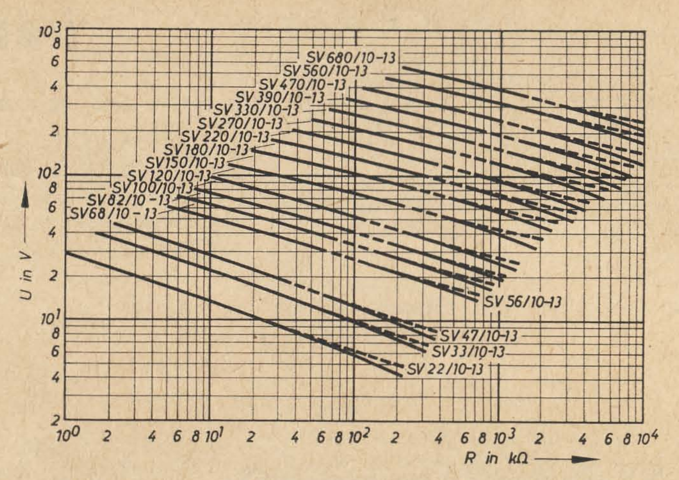


Bild 15: Abhängigkeit des Widerstandes von der Spannung bei Varistoren mit einer maximalen Belastbarkeit von 0,8 W (20 °C)

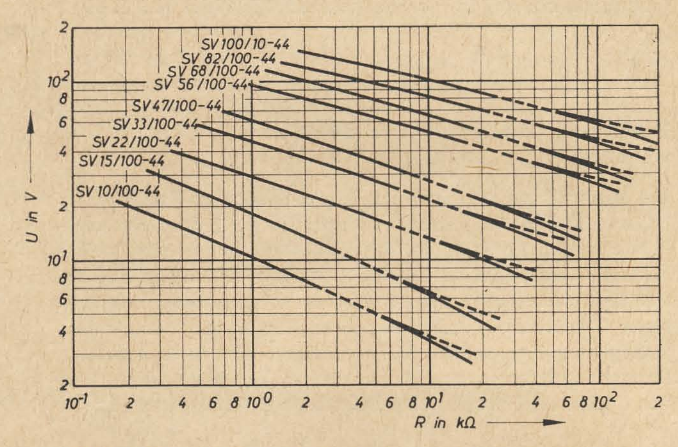


Bild 16: Abhängigkeit des Widerstandes von der Spannung bei Varistoren mit einer maximalen Belastbarkeit von 3,5 W (20 °C)

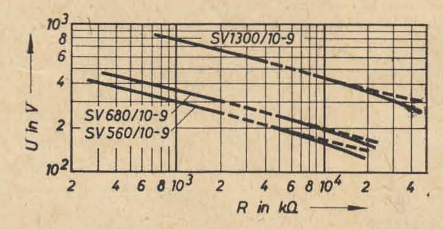
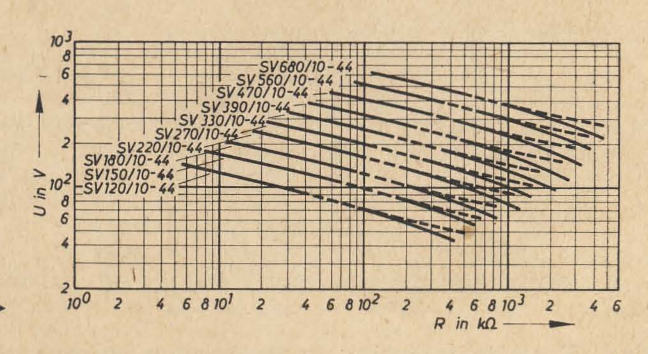


Bild 14: Abhängigkeit des Widerstandes von der Spannung bei Varistoren mit einer maximalen Belastbarkeit von 0,5 W (20 °C)

Bild 17: Abhängigkeit des Widerstandes von der Spannung bei Varistoren mit einer maximalen Belastbarkeit von 3,5 W (20 °C) ►



Vorankündigung

In den nächsten Heften finden Sie:

MITTEILUNG AUS DEM INSTITUT FÜR HALBLEITERTECHNIK, TELTOW

Vorläufige Kenndaten der Si-pnp-Legierungstransistoren OC 920 bis OC 923

*

MITTEILUNG AUS DEM VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Kennwerte der Transistoren GF 120 (OC 880) bis GF 122 (OC 883) und ihre Messung, und Vorschau auf die Kennwerte der Transistoren GF 129 bis GF 132

*

MITTEILUNG AUS DEM VEB KERAMISCHE WERKE HERMSDORF

Thermistoren TNK-4

Halbleiterwiderstände für Kompensations- und Meßzwecke

Thermistoren TNK

Halbleiterwiderstände zur Temperaturkompensation in Fernsehempfängern

Neue Kaltkatoden-Relaisröhren und einige Anwendungshinweise

Z 860 X, Z 861 X, Z 660 W

Teil 2 und Schluß

Ing. WINFRIED MÜLLER

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Zählketten

Die Existenz zweier Starter ermöglicht den Aufbau vor- und rückwärtszählender Zählstufen und somit den Vergleich zweier Impulshäufigkeiten. Eine dimensionierte Schaltung zeigt Bild 18. Der hier dargestellte Zählring mit Impulsübertragerstufe zum folgenden Zählring kann den Bedürfnissen entsprechend durch Einfügen weiterer Stufen erweitert werden. Es muß lediglich entschieden werden, ob bei Inbetriebnahme des Zählringes die Röhre 0 automatisch oder, wie dargestellt, durch Tastendruck zünden soll.

Für die sichere Löschung der jeweils in Zählrichtung vorhergehenden Stufen gelten die in [1] gemachten Überlegungen. Die Zählgeschwindigkeit dieser Röhren wird durch ihre Entionisierungszeit $t_e = 1000\,\mu s$ nach oben hin begrenzt. Untersuchungen ergaben, daß die obere Frequenzgrenze in Zählschaltungen nach Bild 18 etwa 1,2 kHz beträgt.

Die bereits angedeutete Möglichkeit, den Starter II für die Gewinnung einer Vorspannung heranzuziehen, wird durch Bild 19 praktisch verdeutlicht. In dieser Schaltung ist die Katodenkombination mit gleicher Funktion in die Anodenzuleitung verlegt worden. Die angegebenen Werte gelten bei Verwendung der Z 660 W bzw. Z 860 X.

Grundsätzlich ist auch mit dieser Schaltung ein Vor- und Rückwärtszählen möglich. Der entscheidende Vorteil dieser Schaltungsvariation kann natürlich nicht die dargestellte Vorspannungsgewinnung allein sein, sondern der sich durch die Schaltung ergebende erheblich geringere Potentialunterschied Anode — Masse bei gezündeter Röhre. Dadurch wird es möglich, gasgefüllte Ziffernanzeige- oder Registerröhren durch die einzelnen Kaltkatoden-Relaisröhren direkt anzusteuern.

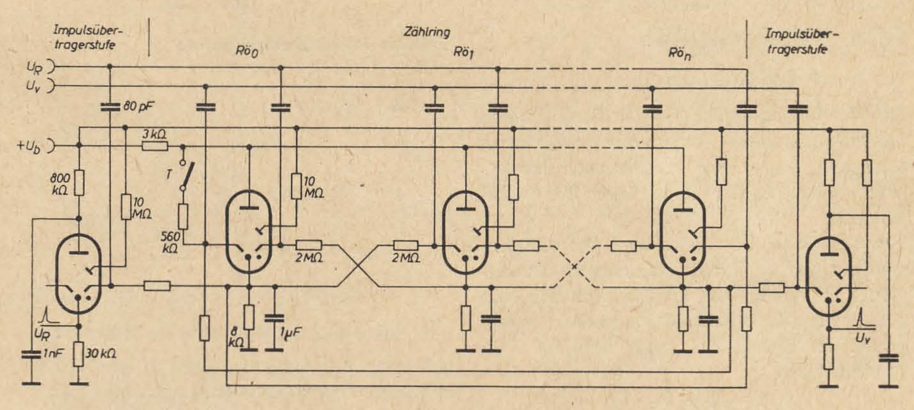


Bild 18: Schaltung eines vor- und rückwärtszählenden Zählringes mit Impulsübertragerstufe mit den Röhren Z 860 X

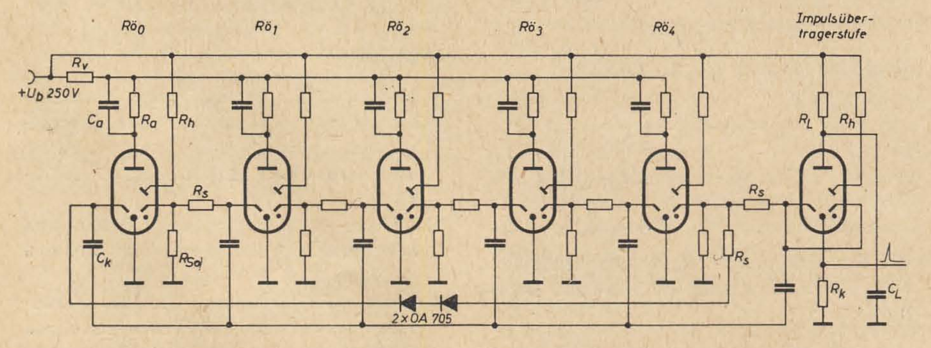


Bild 19: Fünfstufiger Zählring mit Impulsübertragerstufe

	Z 860 X	Z 660 W	
R_V	1,5	1,5	kΩ
R_a	5	25	kΩ
R_h	10	10	MΩ
R_{So}	20	30	MΩ
R_S	2	2	MΩ
R_L	800	800	kΩ
R_k	30	30	kΩ
C_a	1	0,05 ··· 0,05	µF
C_L	1000	500	pF
C_k	80	80	pF

Der Zählring entsprechend Bild 19 verhält sich in seinen Eigenschaften ähnlich dem vorher beschriebenen. Durch sorgfältige Dimensionierung und kapazitätsarmen Schaltungsaufbau konnte eine maximale Zählfrequenz von $f_z = 1{,}8$ kHz erreicht werden. Bei diesem Betrieb wurden gasgefüllte Ziffernanzeigeröhren durch die Zählkette angesteuert. Es wird empfohlen, mit relativ großem Anodenstrom zu arbeiten, was sich natürlich nachteilig auf die Entionisierungszeit und auf die obere Zählfrequenz auswirkt. Dieser Nachteil mußte zur Gewinnung der Sondenspannung in Kauf genommen werden. Bei geringeren Strömen wäre die Sondenspannung entsprechend kleiner. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, daß ausschließlich keramische Fassungen zu verwenden sind. Damit wird verhindert, daß Isolationsschwierigkeiten zwischen den einzelnen Elektroden der Röhre die Funktionstüchtigkeit der Schaltung beeinträchtigen.

Die erreichbaren Zählfrequenzen erscheinen im Vergleich zu transistorisierten oder mit Röhren bestückten Zählern als gering. Die Erfahrung hat aber gezeigt, daß in der industriellen Elektronik die häufigsten Zählprobleme 1 kHz kaum überschreiten. Auch werden heute Relaisröhren wohl kaum für Zählschaltungen Anwendung finden. Die Dekadenzählröhren sind im allgemeinen hierfür das geeignetere Bauelement.

Koppelstufen, Impulsübertragerstufen

Diese Stufen sollen im Rahmen dieses Beitrages nur am Rande erwähnt werden. Sie finden u. a. häufig in n-stufigen Zählringen Verwendung und haben die Aufgabe, den $(n + 1)$ten Impuls auf den folgenden Zählring zu übertragen. Dieser Vorgang wiederholt sich jedesmal nach dem Durchzählen eines Zählringes.

Die Bilder 20 bis 22 vermitteln einige häufig angewandte Stufen dieser Art. Ihre Funktion ist etwas unterschiedlich, der gewonnene Impuls entspricht aber jedesmal den gewünschten Forderungen. Praktische Erprobungen wurden an der Stufe nach Bild 22 mit den Röhren Z 660 W und Z 860 X durchgeführt. Bei allen Stufen handelt es sich um Schaltungen, in denen die einmal gezündete Röhre wieder von selbst verlischt.

Der über einen hochohmigen Widerstand aufgeladene Kondensator dient der Relaisröhre nach ihrem Zünden als Stromquelle. Da sich der Kondensator C_L durch die Röhre exponentiell entlädt, erreicht und unterschreitet die an ihm liegende Spannung die „Löschspannung" der Röhre.

Das Nichtabreißen der Entladung bei der Löschspannung der Röhre und das Unterschreiten dieses Punktes hat seine Ursache darin, daß sich die in der Röhre vorhandenen Ladungsträger nicht im gleichen Maße verringern wie die an der Röhre anliegende Spannung. Eine einwandfreie Vorausberechnung

dieser Stufen stößt auf mannigfaltige Schwierigkeiten, da bestimmte Faktoren nicht exakt bekannt sind und sich zum anderen das praktische Verhalten in Verbindung mit Zählketten erst im Experiment ergibt. Somit ist die folgende Rechnung nur als Orientierung gedacht.

Unter Berücksichtigung der Entionisierungszeit t_e der entsprechenden Röhrentypen beträgt die maximal erreichbare Zählfrequenz:

$$\text{Z 660 W:} \quad t_e = 500\,\mu s; \quad f = \frac{1}{t_e} = 2\,\text{kHz}$$

$$\text{Z 860 X:} \quad t_e = 1000\,\mu s; \quad f = \frac{1}{t_e} = 1\,\text{kHz}$$

Die Löschspannung der Röhre, das sei hier eingefügt, ist im dynamischen Betrieb nicht mit der statischen Löschspannung, die etwa gleich der Brennspannung ist, identisch.

Die für den Fortgang der Rechnung benötigten Größen

$$U_{Lösch} = U_L = 100\,\text{V}$$
$$U_{Zünd} = U_Z = 175\,\text{V}$$

mußten oszillografisch ermittelt werden. Die übrigen benötigten Größen sind:

$$U_b = 270\,\text{V} \quad R_a = 800\,\text{k}\Omega \quad R_k = 30\,\text{k}\Omega$$
$$C_L = 500\,\text{pF (Z 660 W)}$$
$$C_L = 1\,\text{nF (Z 860 X)}$$

gleich oder größer der Differenz der genannten Spannungen sein.

Um die üblichen Unsicherheiten, die von Röhren oder Bauelementestreuwerten herrühren könnten, auszuschalten, wurde ein maximaler Steuerimpuls von $\hat{U}_k = 75\,\text{V}$ als ausreichend befunden.

Die Größe des R_V bestimmt man am bequemsten durch das Experiment. Durch einen regelbaren Widerstand für R_k läßt sich rasch die gewünschte Impulsamplitude oszillografisch einstellen und der benötigte Widerstand ermitteln.

In diesem Zusammenhang soll erwähnt werden, daß eine Berechnung des R_K für den

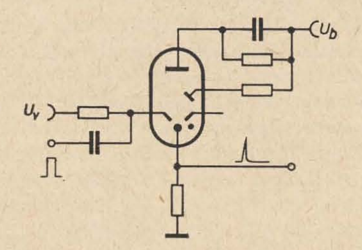


Bild 20: Impulsübertragerstufe

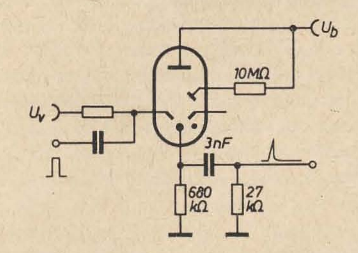


Bild 21: Impulsübertragerstufe

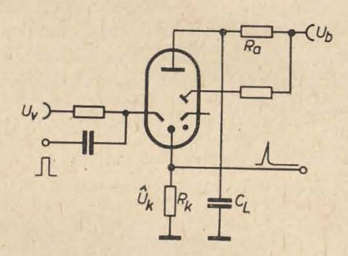


Bild 22: Impulsübertragerstufe

Da die angegebenen Entionisierungszeiten immer einen sicher erreichbaren Mittelwert darstellen, liegen die tatsächlichen erreichbaren Werte unter bzw. über den angegebenen.

Um sich eine Übersicht über die Größenordnung der in Frage kommenden Bauelemente zu verschaffen, empfiehlt es sich, von den bekannten Entionisierungszeiten auszugehen. In diesem Fall setzt sich die Zeitkonstante aus

$$\tau = t_e = R_a \cdot C_L$$

zusammen.

Die Größe von R_a wird durch den jeweiligen Röhrentyp bestimmt und beträgt etwa 0,5 bis 1 MΩ. R_a beeinflußt maßgeblich die Ladezeit von C_L, also die verarbeitbare Impulsfrequenz dieser Stufe, und begrenzt andererseits den Strom durch die Röhre derart, daß ein Aufrechterhalten der Entladung verhindert wird. Das wäre der Fall, wenn z. B. C_L sehr schnell nachgeladen werden würde.

Mit $R_a = 500\,\text{k}\Omega$ und $\tau = t_e = 500\,\mu s$ bzw. $1000\,\mu s$ ergeben sich zunächst folgende überschlägige Kapazitäten für C_L.

$$\text{Z 660 W} \quad C_L = \frac{t_e}{R_a} = \frac{500 \cdot 10^{-6}}{500 \cdot 10^3} = 1\,\text{nF}$$

$$\text{Z 860 X} \quad C_L = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{500 \cdot 10^3} = 2\,\text{nF}$$

Die praktischen Untersuchungen ergaben aber eine folgende optimale Impulsfrequenz durch Verändern von Bauelementen

$R_a = 800\,\text{k}\Omega$
$C_L 660\,\text{W} = 500\,\text{pF}$
$C_L 860\,\text{X} = 1\,\text{nF}$

Die gemachten Überschlagsrechnungen setzten eine vollständige Entladung des Kondensators voraus. Diese Annahme ist natürlich sehr ungenau und entspricht auch nicht den Tatsachen, da die Entladung, wie bereits erwähnt, etwas unter dem Löschspannungswert beendet wird.

$$U_Z = U_b - U_L \left(1 - e^{-\frac{t_h}{\tau_1}}\right) + U_L \quad (1)$$

$$\tau_1 = C_L \cdot R_a \quad (2)$$

$$U_L = U_Z \cdot e^{-\frac{t_R}{\tau_2}} \quad (3)$$

$$\tau_2 = C_L \cdot R_k \quad (4)$$

Die Gleichung (1) wird nach t_h umgestellt:

$$\text{Z 860 X:} \quad t_h = C_L \cdot R_a \cdot \ln \frac{U_b - U_L}{U_b - U_z}$$

$$t_h = 10^{-9} \cdot 800 \cdot 10^3 \ln \frac{275 - 100}{275 - 175}$$

$$t_h = 4{,}48 \cdot 10^{-4}\,\text{s}$$

Gleichung (3) nach t_R umgestellt:

$$t_R = C_L \cdot R_k \cdot \ln \frac{U_z}{U_L}$$

$$= 10^{-9} \cdot 30 \cdot 10^3 \ln 1{,}75$$

$$= 1{,}68 \cdot 10^{-5}\,\text{s}$$

Die Impulsfrequenz ergibt sich schließlich unter Berücksichtigung der Hin- und Rücklaufzeiten:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_h + t_R} = \frac{1}{4{,}65 \cdot 10^{-4}}$$

$$f = 2{,}15\,\text{kHz}$$

Analog ergibt sich für die Z 660 W eine theoretisch maximal erreichbare Impulsfrequenz von

$$f = 4{,}13\,\text{kHz}$$

Im bisherigen Rechnungsgang blieb $R_k = 30\,\text{k}\Omega$ unerwähnt. An ihm fallen die für die Ansteuerung der nächstfolgenden Zählstufen benötigten positiven Steuerimpulse ab.

Die beschriebenen Kaltkatoden-Relaisröhren benötigen eine minimale Starterzündspannung von $\hat{u}_{St} = 150 \cdots 160\,\text{V}$. Bei einer maximal zulässigen Startervorspannung $U_v = 100\,\text{V}$ muß die überlagerte Zündimpulsamplitude

Praktiker umständlich und mit gewissen Schwierigkeiten verbunden ist.

Die Annahme, daß sich der auf eine bekannte Spannung aufgeladene Ladekondensator C_L unter Abzug der Brennspannung der Röhre über R_K entlädt und folgerichtig zu der an R_K stehenden Differenzspannung ($U_L - U_{Ba} = \hat{U}_k$) führen muß, trifft nicht zu. Die Ursache ist die in den Bereich der Ionisierungszeit der Röhre $t_i = 20\,\mu s$ fallende Entladezeitkonstante von $\tau = C_L \cdot R_K$. In dieser Zeitspanne bildet sich die Brennspannung der Röhre, und der Kondensator entlädt sich über die sich eben in ihrem Potential verändernde Entladungsstrecke.

Literatur

[1] Kullmann, J.: Funktion und Dimensionierung von elektronischen Zählschaltungen mit Kaltkatoden-Relaisröhren. radio und fernsehen 11 (1962) H. 17 S. 544 bis 547.

[2] Geßner, R.: Schaltungen mit Relais- und Zählröhren. radio und fernsehen 6 (1957) H. 17 S. 537—539

[3] Müller, W.; Kullmann, J.: Die Anwendung von Kaltkatodenröhren in einem Zeitmeßgerät mit digitaler Zeitanzeige. radio und fernsehen 12 (1963) H. 2 S. 59—63

[4] Liebendörfer, H.: Ein neuer Kaltkatodenzählring mit direkter Ziffernanzeige. Elektronik 8 (1959) H. 12 S. 361—364

[5] Telefunken-Laborbuch

Berechnung eines Differenzverstärkers mit Transistoren

Dipl.-Ing. W. KRAUSE

Der Differenzverstärker nach Bild 1 findet vor allem als Teil von Meß-, Steuer- und Rechenverstärkern Verwendung. Oft wird er unsymmetrisch betrieben bzw. neben der Ausnutzung seiner Verstärkungseigenschaften als Übergangsglied von symmetrischem auf unsymmetrischen Betrieb und umgekehrt benutzt, wobei ein unbenutzter Eingang stets direkt oder über einen Widerstand geerdet werden muß.

Für die beiden Anwendungsfälle

a) Aussteuerung Eingang 1 — Ausgang 2 bei ungeerdetem Kollektor 1,

b) Aussteuerung Eingang 2 — Ausgang 2 bei ungeerdetem Kollektor 1, werden die Betriebsgrößen mit Hilfe der Vierpoltheorie ermittelt. Die übrigen Anwendungsfälle des symmetrischen und des unsymmetrischen Betriebes ergeben sich aus den zwei genannten.

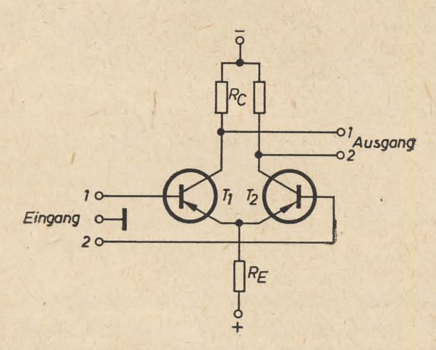


Bild 1: Differenzverstärker

Voraussetzung ist, daß zur Berechnung gleiche Transistoren mit gleichen Arbeitspunkten verwendet werden, daß also die Matrizen beider Transistoren gleich sind. Es werden in den Gleichungen nur die h-Parameter der Emitterschaltung benutzt. Die Rechnungen stützen sich, soweit es möglich ist, auf in der Literatur vorhandene Tabellen [3] [4] [5].

Fall a)

Bild 2 zeigt die für diesen Fall gültige Ersatzschaltung; eine Kettenschaltung von drei Vierpolen mit den Kettenmatrizen A_I bis A_{III}, die mit dem Widerstand R_2 abgeschlossen ist.

Da die Kombination $A_{II} \cdot A_{III}$ später noch benötigt wird, wird diese Multiplikation zuerst vorgenommen.

Unter Berücksichtigung der für die Kettenschaltung richtigen Zählpfeile für Ströme und Spannungen erhält man für die Widerstandsvierpole mit R_E und R_1 die Matrix

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R} & 1 \end{pmatrix} \qquad (1)$$

Der Transistor T_2 hat in Basisschaltung mit den Emitterschaltungsparametern die Matrix

$$H_{T_2} = \frac{1}{1 + h_{21} + \Delta h - h_{12}} \begin{pmatrix} h_{11} & \Delta h - h_{12} \\ -(h_{21} + \Delta h) & h_{22} \end{pmatrix}$$

mit

$$\Delta H_{T_2} = \frac{\Delta h}{1 + h_{21} + \Delta h - h_{12}}$$

Die Berücksichtigung des Generatorwiderstandes erfolgt durch sinngemäße Anwendung der in [6] abgeleiteten Gleichungen für die Ersatzmatrix eines Transistors in Emitterschaltung, in dessen Emitterleitung zur Temperaturstabilisierung ein Widerstand eingefügt wurde. Allerdings wird hier anstelle der Näherung für H_{11} die exakte Gleichung

$$H_{11} = \frac{R_e\,(1 + \Delta h + h_{21} - h_{12}) + h_{11}}{1 + h_{22} R_e}$$

verwendet.

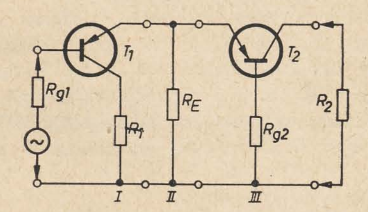


Bild 2: Die für den Fall a) gültige Ersatzschaltung

Man erhält die Matrix H_{III}, indem man in die dort angegebenen Gleichungen anstelle der h-Parameter des zu stabilisierenden Transistors die Elemente der Matrix H_{T_2} einsetzt:

$$H_{III} = \frac{1}{1 + h_{21} + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_{g2}} \begin{pmatrix} h_{11} + R_{g2} & \Delta h - h_{12} + h_{22} R_{g2} \\ -(h_{21} + \Delta h + h_{22} R_{g2}) & h_{22} \end{pmatrix} \qquad (2)$$

Die Determinante ist

$$\Delta H_{III} = \frac{\Delta h + h_{22} R_{g2}}{1 + h_{21} + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_{g2}}.$$

Aus den Umrechnungstabellen erhält man die zur weiteren Berechnung der Kettenschaltung erforderliche Matrix

$$A_{III} = \frac{1}{h_{21} + \Delta h + h_{22} R_{g2}} \begin{pmatrix} \Delta h + h_{22} R_{g2} & h_{11} + R_{g2} \\ h_{22} & 1 + h_{21} + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_{g2} \end{pmatrix}$$

Die Multiplikation mit der Matrix A_{II} ergibt

$$A_{II} \cdot A_{III} = \frac{1}{h_{21} + \Delta h + h_{22} R_{g2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_E} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta h + h_{22} R_{g2} & h_{11} + R_{g2} \\ h_{22} & 1 + h_{21} + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_{g2} \end{pmatrix}$$

Fortsetzung von Seite 112

In der Periode des IQSY wird es weniger ionosphärische Störungen, Polarlichterscheinungen und solare UV-Strahlungen geben. Die Wechselwirkung Sonne—Erde wird der Hauptgegenstand der Experimente werden, die nicht nur radiotechnische Verfahren umfassen. Es sollen gemessen werden: kosmische Strahlung, Erdströme, Polarlichterscheinungen, Veränderungen des erdmagnetischen Feldes, ionosphärische und meteorologische Effekte.

Der bekannteste Einfluß der Sonne ist die Absorption von Radiowellen in der Ionosphäre. Hier sollen umfangreiche Ausbreitungsmessungen durchgeführt werden, ein Programm, das die Funkamateure — von jeher willige und qualifizierte Helfer der Wissenschaft — durch eigene genaue Beobachtungen unterstützen können.

Die technischen Hilfsmittel des Meßprogramms zum IQSY sind: Radiosonden, meteorologische Raketen (bis zu Höhen von 200 km) und künstliche Erdsatelliten. Optische Mittel, wie astronomische Fernrohre, Solarspektrometer, Spektrografen, und radiotechnische Mittel, wie Radiometer, Riometer, Ionosphärenimpulssender und vieles andere mehr, ergänzen den Meßgerätepark auf der Erde.

Je nach seiner Größe kann ein Land mehr oder weniger aktiv an dem Programm teilnehmen. Die DDR wird — ihrer Größe und internationalen Bedeutung entsprechend — in einem angemessenen Umfang an diesem weltweiten Forschungsvorhaben teilnehmen. Die enge Zusammenarbeit mit der Sowjetunion — und hier besonders mit den entsprechenden Gremien bei der Akademie der Wissenschaften der UdSSR — ist ein wichtiger Punkt und für das Gelingen der Vorhaben von großer Bedeutung.

Ohne internationalen Austausch der Ergebnisse, ohne moderne Nachrichtentechnik und ohne enge Zusammenarbeit aller beteiligten Wissenschaftler wäre dieses friedliche Unternehmen nicht möglich. Nur auf diese Weise kann die Menschheit ihr Wissen um die Erscheinungen der sie umgebenden Natur erweitern. Wir wünschen dem Jahr der ruhigen Sonne großen Erfolg. *Fischer*

$$= \frac{1}{h_{21} + \Delta h + h_{22} R_{g2}} \begin{pmatrix} \Delta h + h_{22} R_{g2} & h_{11} + R_{g2} \\ \frac{\Delta h}{R_E} + h_{22} + \frac{h_{22}}{R_E} R_{g2} & \frac{h_{11}}{R_E} + 1 + h_{21} + \Delta h - h_{12} + \left(h_{22} + \frac{1}{R_E}\right) R_{g2} \end{pmatrix} \quad (3)$$

Für den Transistor T_1 in Kollektorschaltung gilt die Matrix

$$H_{T_1} = \begin{pmatrix} h_{11} & 1 - h_{12} \\ -(1 + h_{21}) & h_{22} \end{pmatrix}$$

mit $\Delta H_{T_1} = \Delta h + 1 + h_{21} - h_{12}$

Um die Matrix A_I zu finden, müssen der Transistor T_1 und der Widerstand R_1 in der gleichen Weise wie T_2 und R_{g2} zu einer Matrix vereint werden. Als Ergebnis erhält man schließlich nach Umformung in die A-Matrix

$$A_I = \frac{1}{1 + h_{21} + h_{22} R_1} \begin{pmatrix} 1 + h_{21} + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_1 & h_{11} + \Delta h R_1 \\ h_{22} & 1 + h_{22} R_1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

Die Multiplikation der Gleichungen (4) und (3) ergibt die Matrix des Vierpols $A_I \cdot A_{II} \cdot A_{III}$, aus der die für diesen Fall gültigen Betriebsgrößen berechnet werden.

Die Widerstände R_1 und R_2 setzen sich aus der Parallelschaltung von Kollektor- und Lastwiderständen zusammen. Infolge der Veränderung der Gegenkopplung des Transistors T_1 bei Variation des Lastwiderstandes R_{L1} läßt sich die sofortige Einbeziehung des Lastwiderstandes in die Rechnung nicht vermeiden. Eine Trennung des Widerstandes R_2 in den Kollektorwiderstand R_{C2} und den Lastwiderstand R_{L2} und die Einbeziehung von R_{C2} in den Vierpol ist aus Symmetriegründen nicht möglich, da das Ergebnis der Rechnung auf möglichst alle Betriebsfälle Anwendung finden soll.

wobei Q und P Zähler bzw. Nenner der Gleichung (7) darstellen.

Die aus den Matrizen (5) und (8) mit Hilfe vorhandener Tafeln[1]) berechneten Betriebsgrößen werden durch entsprechendes Umordnen der einzelnen Glieder in die Form gebracht, wie sie in der Tabelle 1 dargestellt sind. Die Rechnung ist prinzipiell einfach, jedoch ist wegen ihrer Länge ihre genaue Ausführung hier nicht angebracht.

Die Tabelle 1 enthält im dick umrandeten Teil die Schaltungen und Betriebsgrößen der berechneten Fälle a) und b). Von ihnen ausgehend wird gezeigt, daß sich die Gleichungen mit entsprechenden einfachen Änderungen auch für die anderen Betriebsfälle c) ··· g) verwenden lassen. Diese Betriebs-

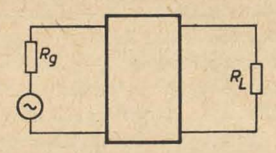


Bild 4: Vierpol mit R_L als Abschluß

$$A_a = A_{I \cdots III} = \frac{1}{(1 + h_{21} + h_{22} R_1)(h_{21} + \Delta h + h_{22} R_{g2})} \begin{pmatrix} (\Delta h + h_{22} R_{g2})(1 + h_{21} + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_1) + (h_{11} + \Delta h R_1)\left(\frac{\Delta h}{R_E} + h_{22} + \frac{h_{22}}{R_E} R_{g2}\right) & (h_{11} + R_{g2})(1 + h_{21} + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_1) + (h_{11} + \Delta h R_1)\left[\frac{h_{11}}{R_E} + 1 + h_{21} + \Delta h - h_{12} + \left(h_{22} + \frac{1}{R_E}\right) R_{g2}\right] \\ h_{22}(\Delta h + h_{22} R_{g2}) + (1 + h_{22} R_1)\left(\frac{\Delta h}{R_E} + h_{22} + \frac{h_{22}}{R_E} R_{g2}\right) & h_{22}(h_{11} + R_{g2}) + (1 + h_{22} R_1)\left[\frac{h_{11}}{R_E} + 1 + h_{21} + \Delta h - h_{12} + \left(h_{22} + \frac{1}{R_E}\right) R_{g2}\right] \end{pmatrix} \quad (5)$$

Fall b)

Im Bild 3 ist die Ersatzschaltung für diesen Fall dargestellt. Der Transistor T_2 in Emitterschaltung ist mit einem unüberbrückten Emitterwiderstand R_E'' gegengekoppelt. Auch hier wird die Berechnung in [6] herangezogen. Gegenüber den vorherigen Anwendungen der Gleichungen, in denen etwas kompliziertere Ausdrücke anstelle der einfachen h-Parameter der Emitterschaltung eingesetzt werden mußten, weil die betreffenden Transistoren in anderen Grundschaltungen arbeiteten, können hier die zitierten Gleichungen bis auf die erwähnte Änderung bei H_{11} direkt übernommen werden.

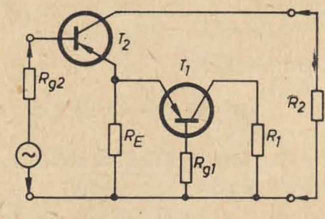


Bild 3: Die für den Fall b) gültige Ersatzschaltung

$$H_b = \begin{pmatrix} \frac{h_{11} + R_E''(1 + h_{21} + \Delta h - h_{12})}{1 + h_{22} R_E''} & \frac{h_{12} + h_{22} R_E''}{1 + h_{22} R_E''} \\ \frac{h_{21} - h_{22} R_E''}{1 + h_{22} R_E''} & \frac{h_{22}}{1 + h_{22} R_E''} \end{pmatrix} \quad (6)$$

Die Determinante ist

$$\Delta H_b = \frac{\Delta h + h_{22} R_E''}{1 + h_{22} R_E''}$$

Der Widerstand R_E'' ist der Eingangswiderstand des Vierpols, der aus dem Widerstand R_E, dem Transistor T_1 und dem Widerstand R_{g1} besteht, wobei der Vierpol mit dem Widerstand R_1 abgeschlossen wurde. Unter entsprechender Berücksichtigung der anderen Indizes erhält man diesen Eingangswiderstand aus den Elementen der Matrix (3).

$$R_E'' = \frac{h_{11} + R_{g1} + (\Delta h + h_{22} R_{g1}) R_1}{\left(\frac{\Delta h}{R_E} + h_{22} + \frac{h_{22}}{R_E} R_{g1}\right) R_1 + \frac{h_{11}}{R_E} + 1 + h_{21} + \Delta h - h_{12} + \left(h_{22} + \frac{1}{R_E}\right) R_{g1}} \quad (7)$$

Setzt man Gleichung (7) in Gleichung (6) ein, so erhält man

$$H_b = \begin{pmatrix} \frac{h_{11} P + Q(1 + h_{21} + \Delta h - h_{12})}{P + h_{22} Q} & \frac{h_{12} P + h_{22} Q}{P + h_{22} Q} \\ \frac{h_{21} P - h_{22} Q}{P + h_{22} Q} & \frac{h_{22} P}{P + h_{22} Q} \end{pmatrix} \quad (8)$$

mit $\Delta H_b = \frac{\Delta h P + h_{22} Q}{P + h_{22} Q}$,

fälle umfassen alle möglichen, wobei allerdings auf die trivialen Fälle der Spiegelung an den senkrechten Mittellinien, die lediglich eine Vertauschung der Indizes bei R und R_g bedingen, nicht eingegangen wurde. Da die Gleichungen ohne Vernachlässigungen abgeleitet wurden, um allen evtl. auftretenden extremen Bedingungen genügen zu können, sind für den größten Teil der Anwendungsfälle Vereinfachungen angegeben worden. Sie können benutzt werden, solange die unter „Näherungen" angegebenen Ungleichungen mit genügender Genauigkeit gelten.

Die Gleichungen der Fälle a) und b) ähneln sich weitgehend und sind im Falle des Ausgangswiderstandes sogar gleich. Die *-Größen unterscheiden sich von den unbesternten nur durch Vertauschung einiger Indizes.

Auf die weiteren Unterschiede in den Gleichungen zu a) und b) wird später eingegangen.

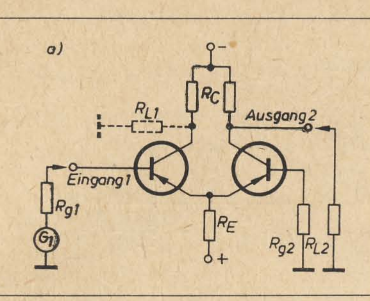
Bei symmetrischen Ein- und Ausgängen beziehen sich die Verstärkungs- und Widerstandsangaben in diesem Beitrag grundsätzlich auf den Meßwert Eingang—Eingang bzw. Ausgang—Ausgang. Die Eingänge sind dabei gegenphasig auszusteuern.

Bezüglich des Ausganges widerspricht diese Handhabung der Rechnung, da als Lastwiderstand für die Bilder 2 und 3 $R = R_C \,||\, R_L$ benutzt wurde. Diesem Umstand wird dadurch Rechnung getragen, daß die Größen

[1]) Die in [3] S. 95 angegebenen Vorzeichen für die Stromverstärkung müssen mit (—1) multipliziert werden!

Tabelle 1: Schaltungen und Berechnungen der Fälle a) . . . g)

a)



$$v_u = \frac{K \cdot L \cdot R_2}{(h_{11} + \Delta h\, R_1) \cdot M + (h_{21} + 1 + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_1) \cdot N}$$

$$\approx \frac{k \cdot l \cdot R_2}{(h_{11} + \Delta h\, R_1) \cdot m + h_{21} \cdot N}$$

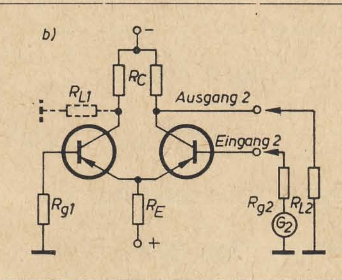
$$v_i = \frac{-K \cdot L}{(1 + h_{22} R_1) \cdot M + h_{22} \cdot N}$$

$$\approx \frac{-k \cdot l}{(1 + h_{22} R_1) \cdot m}$$

$$r_{ein} = \frac{(h_{11} + \Delta h\, R_1) \cdot M + (h_{21} + 1 + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_1) \cdot N}{(1 + h_{22} R_1) \cdot M + h_{22} \cdot N}$$

$$\approx \frac{(h_{11} + \Delta h\, R_1) \cdot m + h_{21} \cdot N}{(1 + h_{22} R_1) \cdot m}$$

b)



$$= \frac{-\left\{K \cdot L^* + \frac{N^*}{R_E} \cdot h_{21} - 2\left[(1 + h_{22} R_1)(\Delta h + h_{22} R_{g1}) + h_{12} h_{21}\right]\right\} R_2}{(h_{11} + \Delta h\, R_2) \cdot M^* + (h_{21} + 1 + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_2) \cdot N^*}$$

$$\approx \frac{-\left[k \cdot l^* + \frac{N^*}{R_E} \cdot h_{21}\right] \cdot R_2}{(h_{11} + \Delta h\, R_2) \cdot m^* + h_{21} \cdot N^*}$$

$$= \frac{K \cdot L^* + \frac{N^*}{R_E} \cdot h_{21} - 2\left[(1 + h_{22} R_1)(\Delta h + h_{22} R_{g1}) + h_{12} h_{21}\right]}{(1 + h_{22} R_2) \cdot M^* + h_{22} \cdot N^*}$$

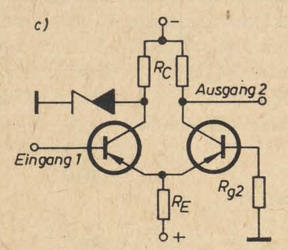
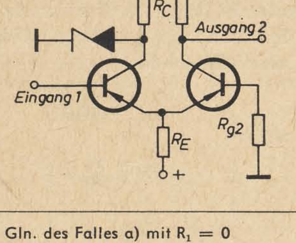
$$\approx \frac{k \cdot l^* + \frac{N^*}{R_E} \cdot h_{21}}{(1 + h_{22} R_2) \cdot m^*} \quad \left(= \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_2}\right)$$

$$= \frac{(h_{11} + \Delta h\, R_2) \cdot M^* + (h_{21} + 1 + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_2) \cdot N^*}{(1 + h_{22} R_2) \cdot M^* + h_{22} \cdot N^*}$$

$$\approx \frac{(h_{11} + \Delta h\, R_2) \cdot m^* + h_{21} \cdot N^*}{(1 + h_{22} R_2) \cdot m^*}$$

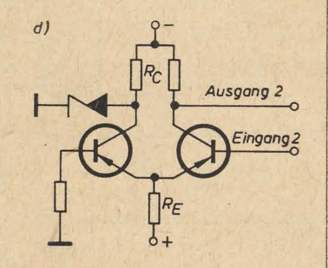
$$r_{aus} = \frac{(h_{11} + R_{g2}) \cdot M^* + (h_{21} + 1 + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_{g2}) \cdot N^*}{(\Delta h + h_{22} R_{g2}) \cdot M^* + h_{22} \cdot N^*} \approx \frac{(h_{11} + R_{g2}) \cdot m^* + h_{21} \cdot N^*}{(\Delta h + h_{22} R_{g2}) \cdot m^*}$$

c)

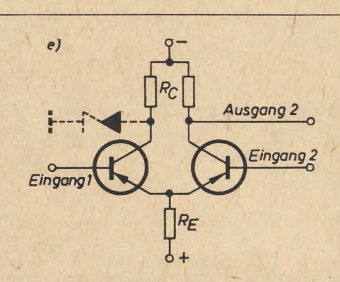
Gln. des Falles a) mit $R_1 = 0$

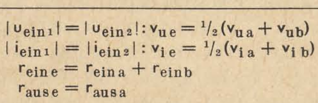
d)



Gln. des Falles b) mit $R_1 = 0$

e)





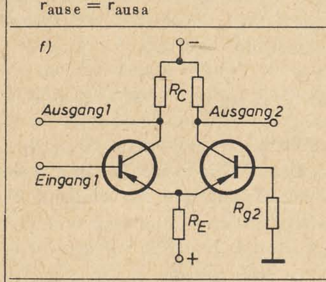
$|u_{ein1}| = |u_{ein2}|: v_{ue} = {}^1/_2 (v_{ua} + v_{ub})$

$|i_{ein1}| = |i_{ein2}|: v_{ie} = {}^1/_2 (v_{ia} + v_{ib})$

$r_{eine} = r_{eina} + r_{einb}$

$r_{ause} = r_{ausa}$

f)



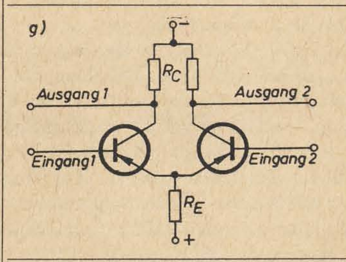
$v_{uf} = v_{ua} + v_{ub}$

$$v_{if}' = (v_{ia} + v_{ib}) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_C} + \frac{r_{aus}}{r_{aus} + R_C}}$$

$r_{einf} = r_{eina}$

$$r_{aus}'{}_f = 2 \cdot \frac{r_{ausa} \cdot R_C}{r_{ausa} + R_C}$$

g)



$v_{ug} = v_{ua} + v_{ub}$

$$v_{ig}' = (v_{ia} + v_{ib}) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_C} + \frac{r_{aus}}{r_{aus} + R_C}}$$

$r_{ein\,g} = r_{ein\,a} + r_{ein\,b}$

$$r_{aus}'{}_g = 2 \cdot \frac{r_{ausa} \cdot R_C}{r_{ausa} + R_C}$$

Bedeutung der Formelzeichen:

$h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}, \Delta h$: Emitterschaltungsparameter der Transistoren

R_{g1}, R_{g2}: Generatorwiderstände

R_1, R_2: Widerstände der Parallelschaltung von Kollektorwiderstand R_C und Lastwiderstand R_L

R_E: Emitterwiderstand

$v_u, v_i, r_{ein}, r_{aus}$: Betriebsgrößen, auf $R = R_L \,||\, R_C$ bezogen

$v_u', v_i', r_{ein}', r_{aus}'$: Betriebsgrößen gemäß Bild 4

$K = h_{21} + 1 + h_{22} R_1$

$L = h_{21} + \Delta h + h_{22} R_{g2}$ $\qquad L^* = h_{21} + \Delta h + h_{22} R_{g1}$

$M = \frac{N}{R_E} + h_{21} + 1 + \Delta h - h_{12} + h_{22} (R_{g2} + R_2)$ $\qquad M^* = \frac{N^*}{R_E} + h_{21} + 1 + \Delta h - h_{12} + h_{22} (R_{g1} + R_1)$

$N = (\Delta h + h_{22} R_{g2}) R_2 + h_{11} + R_{g2}$ $\qquad N^* = (\Delta h + h_{22} R_{g1}) R_1 + h_{11} + R_{g1}$

Näherungen:

$h_{21} \gg h_{12},\ h_{21} \gg \Delta h,\ h_{21} \gg 1,$

$h_{21} \gg h_{22} R_1,\ h_{22} R_2;\ h_{21} \gg h_{22} R_{g1},\ h_{22} R_{g2}$

Unter Verwendung der Näherungen gilt:

$K \approx k = h_{21}$ $\qquad h_{21} + 1 + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_1 \approx h_{21}$

$L \approx l = h_{21}$ $\qquad$ sowie $\quad h_{21} + 1 + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_2 \approx h_{21}$

$M \approx m = \frac{N}{R_E} + h_{21}$ $\qquad h_{21} + 1 + \Delta h - h_{12} + h_{22} R_{g2} \approx h_{21}$

$L^* \approx l^* = h_{21}$

$M^* \approx m^* = \frac{N^*}{R_E} + h_{21}$

v_i' und r_{aus}' eingeführt wurden. Diese Größen beziehen sich auf den Vierpol nach Bild 4, wo als Lastwiderstand R_L allein auftritt und sind mit den nach den Bildern 2 und 3 berechneten in folgender Weise verknüpft: Die Spannung an parallelen Widerständen ist gleich. Also ist hier

$$u_{aus}' = u_{aus}$$

und somit

$$v_u' = v_u$$

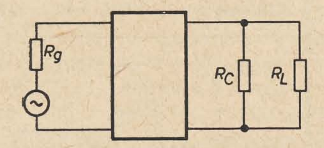


Bild 5: Vierpol mit $R_L \parallel R_C$ als Abschluß

Der Strom durch R_L (Bild 5) ist

$$i_{aus}' = i_{aus} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_C}}$$

und damit

$$v_i' = v_i \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_C}}$$

Der Ausgangswiderstand ist sofort zu schreiben als

$$r_{aus}' = \frac{r_{aus} \cdot R_C}{r_{aus} + R_C}$$

Diese für den unsymmetrischen Ausgang geltenden Umrechnungen können auch für den symmetrischen Ausgang vorgenommen werden (siehe Fall f). Die Gleichungen der Tabelle 1 zum Fall e) sind auf symmetrische Aussteuerung, also auf

$$|u_{ein\,1}| = |u_{ein\,2}| \quad \text{und} \quad |i_{ein\,1}| = |i_{ein\,2}|$$

beschränkt.
Sind diese Bedingungen nicht gegeben, dann sind die Ableitungen im weiteren Text verwendbar.

Fall c), d) und e)

Diese Fälle finden dann Anwendung, wenn einer der Kollektoren mittels eines Kondensators oder einer Zenerdiode geerdet ist. Man opfert das zusätzliche Bauelement nicht umsonst, wie die Wertezusammenstellung anhand eines Schaltungsbeispiels (Bild 7, Tabelle 2) zeigt.
Im Fall e) wird der Verstärker als Übergangsglied von symmetrischem auf unsymmetrischen Betrieb benutzt. Für den Ausgang kann man das Überlagerungsgesetz anwenden. Allerdings gilt das Gesetz nur für lineare Schaltelemente; da die Transistoren nur mit kleinen Signalen ausgesteuert werden, wie dies bei Verwendung von h-Parametern vorausgesetzt ist, ist die Bedingung erfüllt.
Die Ausgangsspannung ist dann

$$u_{aus\,2} = u_{ein\,1} \cdot v_{u\,a} + u_{ein\,2} \cdot v_{u\,b}$$

Für $|u_{ein\,1}| = |u_{ein\,2}|$ ist

$$v_{u\,e} = \frac{u_{aus\,2}}{u_{ein\,1} + u_{ein\,2}} = \frac{1}{2}(v_{u\,a} + v_{u\,b})$$

Analog gilt

$$i_{aus\,2} = i_{ein\,1} \cdot v_{i\,a} + i_{ein\,2} \cdot v_{i\,b}$$

und für $|i_{ein\,1}| = |i_{ein\,2}|$

$$v_{i\,e} = \frac{1}{2}(v_{i\,a} + v_{i\,b})$$

Für die Widerstände erhält man

$$r_{ein\,e} = r_{ein\,a} + r_{ein\,b}$$

und

$$r_{aus\,e} = r_{aus\,a}$$

Selbstverständlich muß $R_1 = 0$ gesetzt werden, falls die angedeutete Erdung des Kollektors 1 vorgenommen wird.

Fall f)

Hier wird eine Schaltung angewendet, die einen Übergang von unsymmetrischem auf symmetrisches Signal ermöglicht.
Am Ausgang addieren sich die Spannungen, die in Reihe geschaltet sind. Daher ist

$$v_{u\,f} = v_{u\,a} + v_{u\,b}$$

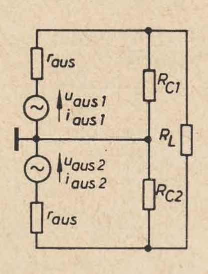


Bild 6: Verhältnisse am Ausgang

Bild 6 zeigt die Verhältnisse am Ausgang. Die Berechnung der Stromverstärkung $v_{i\,f}$ ergibt

$$i_{RL} = i_{aus\,1} \cdot \frac{R_{C1}}{R_{C1} + R_L + \frac{R_{C2} \cdot r_{aus}}{R_{C2} + r_{aus}}} + i_{aus\,2} \cdot \frac{R_{C2}}{R_{C2} + R_L + \frac{R_{C1} \cdot r_{aus}}{R_{C1} + r_{aus}}}$$

Mit $R_{C1} = R_{C2}$ und $i_a = v_i \cdot i_e$ erhält man

$$v_i'{}_f = \frac{i_{RL}}{i_{ein}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_C} + \frac{r_{aus}}{r_{aus} + R_C}} \cdot (v_{i\,a} + v_{i\,b})$$

Der Ausgangswiderstand wird abgelesen zu

$$r_{aus\,f}' = 2\,(r_{aus} \parallel R_C)$$

Am Eingangswiderstand ändert sich gegenüber Fall a) nichts, es bleibt

$$r_{ein}' = r_{ein\,a}$$

Fall g)

Dieser Fall kann z. T. nach Bild 6 berechnet werden. Berücksichtigt man

$$i_{aus\,1} = v_{i\,a} \cdot i_{ein\,f} + v_{i\,b} \cdot i_{ein\,1}$$

und

$$i_{aus\,2} = v_{i\,a} \cdot i_{ein\,1} + v_{i\,b} \cdot i_{ein\,2},$$

dann wird

$$v_i'{}_g = \frac{i_{RL}}{i_{ein\,1} + i_{ein\,2}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_C} + \frac{r_{aus}}{r_{aus} + R_C}} \cdot (v_{i\,a} + v_{i\,b})$$

Die Ausgangsspannung setzt sich wie der Strom aus vier Anteilen zusammen

$$u_{aus\,g} = u_{aus\,1} + u_{aus\,2} = v_{u\,a} \cdot u_{ein\,2} + v_{u\,b} \cdot u_{ein\,1} + v_{u\,a} \cdot u_{ein\,1} + v_{u\,b} \cdot u_{ein\,2}$$

Daraus erhält man

$$v_{u\,g} = v_{u\,a} + v_{u\,b}$$

Der Ausgangswiderstand verändert sich gegenüber Fall f) nicht. Der Eingangswiderstand ist

$$r_{ein\,g} = r_{ein\,a} + r_{ein\,b}$$

Im Fall f) ist noch interessant, wieweit zwischen den beiden Ausgängen tatsächlich Symmetrie besteht. Schließlich sind die Fälle a) und b), aus denen sich Fall f) zusammensetzt, aus zwei unterschiedlichen Schaltungen hervorgegangen (Bilder 2 und 3). Dazu vergleichen wir die Gleichungen der Fälle a) und b) in Tabelle 1.
Der Ausgangswiderstand ist der gleiche; das erkennt man schon beim Vergleich beider Schaltungen miteinander, ohne rechnen zu müssen. Voraussetzung dazu ist selbstverständlich $R_{g1} = R_{g2}$ und $R_1 = R_2$. Damit entfallen die Unterschiede zwischen den gesternten und den unbesternten Formelzeichen. Trotzdem sind Spannungs- und Stromverstärkung um zwei Summanden

$$h_{21} \cdot \frac{N}{R_E} - 2\,[(1 + h_{22} R_1)(\Delta h + h_{22} R_{g1}) + h_{12} h_{21}]$$

im Zähler ungleich. Der letzte Summand ist sehr klein gegen den ersten und wird hier nicht betrachtet.

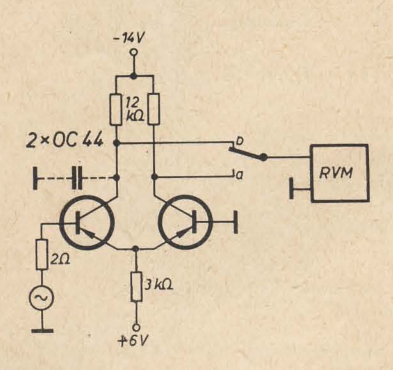


Bild 7: Schaltung zur Überprüfung der Rechenergebnisse

Geht der zweite Summand gegen Null, dann würde die Ungleichheit praktisch beseitigt werden können. In ihm sind enthalten neben den h-Parametern noch R und R_g im Zähler und R_E im Nenner. Da R durch Verstärkungs-

Tabelle 2: Vergleich zwischen Meß- und Rechenwerten, Schaltung Bild 7

Betriebsgröße	a) Rechnung	a) Messung	b) Rechnung	b) Messung
v_u	121	123	—123	—123
r_{ein} in kΩ	6,7	6,8	6,7	6,8
r_{aus}' in kΩ	9,98	10,1	9,98	10,1

Betriebsgröße	c) Rechnung	c) Messung	d) Rechnung	d) Messung
v_u	146	153	—147	—153
r_{ein} in kΩ	10,0	10,4	5,5	5,25
r_{aus}' in kΩ	9,6	9,6	9,6	9,6

forderungen festgelegt sein dürfte. bleibt nur noch übrig, R_E so groß wie möglich zu wählen. Im Vergleich zu einer Arbeit über die Gleichtaktunterdrückung bei Differenzverstärkern mit Röhren [7], wo zur Vergrößerung des wirksamen R_E eine Pentode anstelle eines Widerstandes verwendet wurde, um die Betriebsspannung relativ klein halten zu können, liegt der Schluß nahe, in diesem Falle den Widerstand R_E durch einen Transistor zu ersetzen. Der Nachweis der Wirksamkeit einer solchen Maßnahme bleibt jedoch einer anderen Arbeit vorbehalten.

In allen Fällen eines nicht benutzten Einganges kann die betreffende Basis wechselstrommäßig geerdet werden. Dadurch werden $R_{g1} = 0$ oder $R_{g2} = 0$, und die Betriebsgrößen verändern sich.

Die Ergebnisse der Rechnungen wurden mit folgenden Werten für die Fälle a) ··· d) nachgeprüft:

$R_{C1} = R_{C2} = 12\ k\Omega$, $R_{L1} = R_{L2} \to \infty$, $R_E = 3\ k\Omega$ und $R_{g1} = R_{g2} \approx 0$.

$$H_{T1} = \begin{pmatrix} 4\ k\Omega & 9 \cdot 10^{-4} \\ 120 & 65 \cdot 10^{-6}\ S \end{pmatrix}$$

$$H_{T2} = \begin{pmatrix} 4{,}1\ k\Omega & 9{,}7 \cdot 10^{-4} \\ 128 & 74 \cdot 10^{-6}\ S \end{pmatrix}$$

Zur Rechnung wurden mittlere h-Parameter benutzt.

$$H_{T1} = H_{T2} = \begin{pmatrix} 4{,}05\ k\Omega & 9{,}35 \cdot 10^{-4} \\ 124 & 70 \cdot 10^{-6}\ S \end{pmatrix}$$

mit $\Delta H = 16{,}76 \cdot 10^{-2}$

Die Ergebnisse der Rechnung und des Experimentes sind in Tabelle 2 vergleichbar.

Literatur

[1] Feldtkeller, R.: Vierpoltheorie

[2] Freitag, K.: Einführung in die Vierpoltheorie, Lehrbriefe für das Fernstudium. TU Dresden

[3] Kretzer, K.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band IV, S. 91—95

[4] Otto/Müller: Flächentransistoren. VEB Verlag Technik, Berlin

[5] Shea, F. S.: Transistortechnik. VEB Verlag Technik, Berlin

[6] Lennartz/Taeger: Transistor-Schaltungstechnik. Beilage zur Funktechnik 13 (1958) H. 14

[7] Buck, R.: Ein Differenzverstärker mit einer Gleichtaktunterdrückung von 1 : 1000000. Elektronik 11 (1962) H. 2

Der Dünnfilmtransistor — ein neues aktives Bauelement

Dipl.-Ing. A. MÖSCHWITZER

Einleitung

Seit der Einführung des Transistors in den Kreis elektronischer Bauelemente gab es, besonders in den vergangenen zehn Jahren, eine lebhafte Entwicklung auf dem Gebiete der Festkörperelektronik (insbesondere der Halbleiterelektronik). Ständig entstanden neue Bauelementetypen, die zunächst dem Wunsche, die elektrischen Eigenschaften zu verbessern, entsprangen. So entstanden z. B. der Spacistor, der pnip-Transistor und die Gruppe der Unipolartransistoren. In der Gruppe der Unipolartransistoren sind bis heute der Analogtransistor und verschiedene Arten von Feldeffekttransistoren bekannt. Zu den Feldeffekttransistoren gehört der Dünnfilmtransistor. Bei den Feldeffekttransistoren nach *W. Shockley* wird der Steuermechanismus durch einen in Sperrichtung vorgespannten pn-Übergang bewirkt [1]. Die von beweglichen Ladungsträgern nahezu entblößte Raumladungszone des pn-Überganges schnürt einen leitenden Kanal mit wachsender Sperrspannung immer mehr ein. Diese Operationsweise wird als Entblößungssteuerung bezeichnet. Beim Dünnfilmtransistor dagegen geschieht die Steuerung nicht durch einen pn-Übergang, sondern durch eine vom Halbleiterkanal isoliert angebrachte Gitterelektrode.

Der Grund für die Entwicklung des Dünnfilmtransistors — der erstmalig von *P. K. Weimar* beschrieben wurde — lag darin, ein aktives Bauelement mit guten elektrischen Eigenschaften zu schaffen, das sich ausschließlich durch Aufdampftechnik herstellen läßt. In diesem Punkte unterscheidet sich der Dünnfilmtransistor von den allgemein bekannten Halbleiterbauelementen. Während bei den letzteren ausschließlich monokristalline Halbleiter verwendet wurden, hat der Halbleiter des Dünnfilmtransistors meist polykristalline Struktur. Der Dünnfilmtransistor hat ähnliche elektrische Eigenschaften wie die Hochvakuumpentode.

Der Aufbau

Auf eine Glasunterlage werden zwei Goldkontakte, die sogenannte Senkenelektrode und die Quellenelektrode, aufgedampft. Sie sind durch einen Spalt der Breite L voneinander getrennt. Die Breite des Spaltes beträgt ungefähr 10 μm. Über diese Elektroden wird ein Halbleiter mit einer Dicke von etwa 1 μm aufgedampft (Bild 1). Als Halbleitermaterialien werden solche, deren Energiebändermodell eine große Breite der verbotenen Zone zwischen Valenz- und Leitband zeigt, verwendet. In praktisch ausgeführten Mustern sind hierzu die II-VI-Bin-

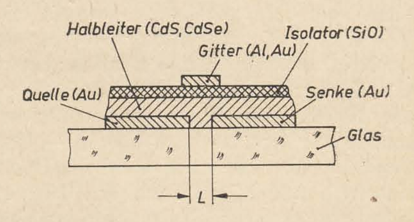


Bild 1: Der prinzipielle Aufbau des Dünnfilmtransistors

dungen CdS [2] [3] und CdSe [4] verwendet worden. Durch eine etwa 0,1 μm dicke, ebenfalls aufgedampfte Isolierschicht ist die aufgedampfte Gitterelektrode vom Halbleiter getrennt. Als Isolator haben sich Siliziumoxid und Kalziumfluorid, für die Gitter-

elektrode Aluminium und Gold bewährt. Die Spalte zwischen Quelle und Senke wird von der Gitterelektrode nur leicht überlappt.

Die physikalische Wirkungsweise und die Kennlinie

Es soll ein Dünnfilmtransistor mit CdS als Halbleiter betrachtet werden. CdS besitzt bei Zimmertemperatur eine außerordentlich geringe Eigenleitfähigkeit, die ihre Ursache in der geringen Anzahl thermisch generierter Träger hat. Bei Anlegen einer Spannung von ungefähr 10 V zwischen Quelle und Senke ist der Senkenstrom infolge der geringen Eigenleitfähigkeit des Halbleiterkanals praktisch Null. Das gilt aber nur für den Fall, wo die Gitterspannung (z. B. in bezug auf die Quelle) gleich Null ist. Wird nun aber zwischen Gitter und Quelle eine positive Spannung angelegt, so werden an der Oberfläche des Halbleiters (CdS) negative Ladungen induziert.

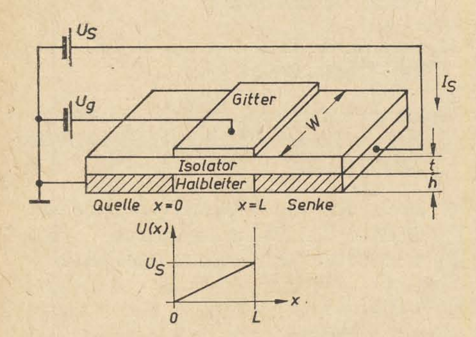


Bild 2: Das idealisierte Modell des Dünnfilmtransistors

Dieser Vorgang kann näherungsweise durch das Plattenkondensatormodell erklärt werden, denn die Anordnung Gitter-Isolator-Halbleiter ist im Grunde weiter nichts als ein Plattenkondensator der Kapazität C_g (totale Gitterkapazität). Das idealisierte Modell des Dünnfilmtransistors (Bild 2) soll dies noch einmal veranschaulichen. Wird zwischen Gitter und Quelle — also zwischen Gitter und Halbleiter — eine Spannung angelegt, so befinden sich auf der „positiven Platte" (Gitter) positive Ladungen und auf der „negativen Platte" (Halbleiter) negative Ladungen. Die Beziehung zwischen der Spannung U und der Ladung Q lautet bekanntlich

$$Q = C_g \cdot U \qquad (1)$$

Fließt zwischen Quelle und Senke ein Strom, so ist der Spannungsabfall über dem Halbleiter vom „Ort" abhängig, es gilt also $U = U(x)$. Und zwar ist bei $x = 0$ (an der Quelle) $U = 0$ und bei $x = L$ (an der Senke) $U = U_S$ (Senkenspannung). Die Spannung, die also jeweils über dem gedachten Plattenkondensator liegt, ist damit $U = U_g - U(x)$. Damit ist aber auch nach Gleichung (1) die induzierte Ladung ortsabhängig. Wird die induzierte Ladung auf das Volumen des Halbleiters bezogen, so wird

$$\Delta n = \frac{\Delta Q\,(x)}{q \cdot V_{Halbleiter}} = \frac{C_g\,[U_g - U\,(x)]}{w \cdot L \cdot h \cdot q} \qquad (2)$$

Diese zusätzlichen Ladungen verursachen nun aber an der Oberfläche des Halbleiters einen leitenden Kanal. Die Leitfähigkeit der Halbleiterstrecke Quelle — Senke steigt stark an, und es kann ein Senkenstrom fließen. Aus der Anschauung geht schon hervor, daß dieser umso größer ist, je höher die positive Gitterspannung ist. Mit der Gitterspannung kann also der Senkenstrom gesteuert werden, und zwar, wie eben gezeigt wurde, durch Anreicherung eines leitenden Kanals an der Oberfläche des Halbleiters. Aus diesem Grunde wird hier von Anreicherungssteuerung gesprochen. Es muß jedoch eine Einschränkung gemacht werden. Nicht alle induzierten Ladungsträger tragen im allgemeinen zur Erhöhung der Leitfähigkeit bei, sondern nur die, die beweglich sind, d. h. die an der Oberfläche verschoben werden können. Im Halbleiter gibt es sogenannte Fangstellen, die Elektronen festhalten können. Die Gesamtzahl dieser Fangstellen im betrachteten Halbleitervolumen wird mit N_0 bezeichnet. Die Anzahl der zusätzlichen beweglichen Ladungsträger, die allein zur Erhöhung der Leitfähigkeit beitragen, wird um diese N_0-Ladungen geringer sein als die Gesamtzahl der induzierten Ladungsträger. Der Strom berechnet sich aus der Beziehung

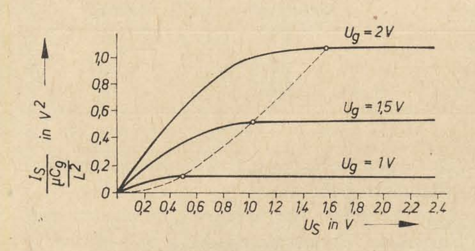


Bild 3: Die berechnete Kennlinie des Dünnfilmtransistors ($N_0 \cdot q/C_g = 0{,}5$ V angenommen)

$$I = -q \cdot \mu \cdot n \cdot \frac{dU}{dx} \cdot A \qquad (3)$$

Darin sind μ die Beweglichkeit, q die Elementarladung, n die Trägerdichte, A die Fläche und dU/dx die elektrische Feldstärke.

Wenn für n die Gleichung (2) minus N_0 eingesetzt wird, so ergibt sich für den Senkenstrom in Abhängigkeit von der Gitterspannung U_g und der Senkenspannung U_S

$$I_S = \frac{\mu \cdot C_g}{L^2}\left[\left(-\frac{N_0 \cdot q}{C_g} + U_g\right)U_S - \frac{U_S^2}{2}\right] \qquad (4)$$

Das ist die Kennliniengleichung für den Dünnfilmtransistor. Sie gilt für Senkenspannungen U_S, die kleiner sind als

$$U_g - \frac{N_0 \cdot q}{C_g}$$

Für größere Senkenspannungen tritt nämlich eine Sättigung des Senkenstromes ein. Das kommt folgendermaßen zustande. Die Spannung zwischen Halbleiter und Gitter muß wenigstens so groß sein, daß die Zahl der induzierten Ladungsträger größer als N_0 (Anzahl der Fangstellen) ist, damit noch die für die Stromleitung nötigen beweglichen Ladungsträger übrigbleiben. An der Senke ist diese Spannungsdifferenz am kleinsten. Sie beträgt $U_g - U_S$. Die Anreicherung beweglicher Ladungsträger hört gerade dann auf — und zwar an der Senke zuerst — wenn

$$U_g - U_S = \frac{N_0 \cdot q}{C_g}$$

ist, also wenn die induzierten Ladungsträger die Fangstellen gerade absättigen. Der Senkenstrom erreicht einen Sättigungswert. Die Kennlinien sind im Bild 3 dargestellt. Aus dieser Darstellung geht hervor, daß die Kennlinien des Dünnfilmtransistors denen einer Hochvakuumpentode sehr ähnlich sind. Die Sättigung tritt also bei einer Spannung

$$U_{Sk} = U_g - \frac{N_0 \cdot q}{C_g}$$

ein. Wenn diese Spannung in die Kennliniengleichung eingesetzt wird, so ergibt sich der Senkensättigungsstrom zu

$$I_{S\,max} = \frac{\mu \cdot C_g}{2\,L^2}\left(U_g - \frac{N_0 \cdot q}{C_g}\right)^2 \qquad (5)$$

Er steigt also mit dem Quadrat der Gitterspannung an. Auch für die positive Gitterspannung gibt es eine untere Grenze, und zwar

$$U_g = \frac{N_0 \cdot q}{C_g}$$

Ist die Gitterspannung kleiner oder gleich dieser unteren Grenze, so werden nur Fangstellen abgesättigt, und es entstehen keine zusätzlichen beweglichen Ladungsträger. Es ist aber z. B. möglich, durch Lichteinwirkung zusätzliche Ladungen zu erzeugen, die die Fangstellen absättigen. Im Bild 4 sind die Gitterkennlinien für drei verschiedene Fälle dargestellt (ohne Lichteinwirkung, geringe Lichteinwirkung, starke Lichteinwirkung). Je mehr Fangstellen abgesättigt sind, desto kleinere Steuerspannungen sind zum Betrieb des Dünnfilmtransistors nötig.

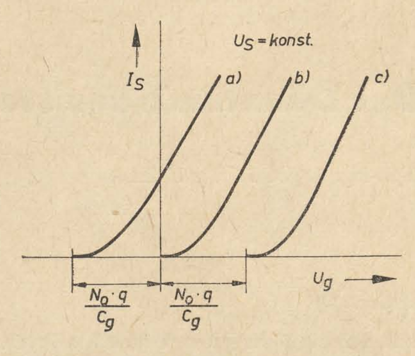


Bild 4: Die Abhängigkeit des Senkenstromes I_S von der Gitterspannung U_g bei konstanter Senkenspannung U_S für verschiedene Absättigungsgrade der unbeweglichen Fangstellen. a) starke Generation ($N_0 < 0$), b) die zusätzliche Generation (z. B. durch Licht) sättigt die unbeweglichen Fangstellen gerade ab ($N_0 = 0$), c) die unbeweglichen Fangstellen sind noch nicht abgesättigt ($N_0 > 0$)

Die elektrischen Eigenschaften des Dünnfilmtransistors

Der Dünnfilmtransistor ist ein spannungsgesteuertes Bauelement mit einem sehr hohen Gleichstromeingangswiderstand. Seine Kennlinien sind, wie bereits erwähnt, denen der Elektronenröhre sehr ähnlich. Es liegt also nahe, bei der Diskussion der elektrischen Eigenschaften vergleichende Betrachtungen mit der Elektronenröhre anzustellen. Das Ersatzschaltbild des Dünnfilmtransistors ist im Bild 5 dargestellt. Die totale Gitterkapazität teilt sich in die Kapazität zwischen Gitter und Senke C_{gS} und in die Kapazität zwischen Gitter und Quelle C_{gQ} auf. Es gilt also

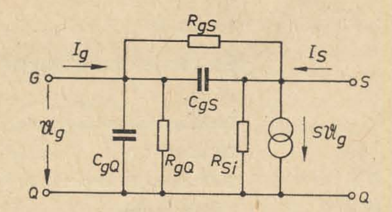


Bild 5: Ersatzschaltbild des Dünnfilmtransistors

$$C_g = C_{gS} + C_{gQ}$$

Bei gefertigten Mustern lag C_g bei 50 pF. Sie verteilt sich ungefähr zu gleichen Teilen auf C_{gS} und C_{gQ}. Die Gleichstromwiderstände zwischen Gitter und Senke R_{gS} und zwischen Gitter und Quelle R_{gQ} betragen etwa 10 MΩ. Für kleine Aussteuerungen kann für den Senkenstrom

$$\mathfrak{I}_S = S \cdot \mathfrak{U}_g + G_{Si} \cdot \mathfrak{U}_S \qquad (6)$$

geschrieben werden. G_{Si} ist der Ausgangsleitwert und S die Steilheit. Die Steilheiten gefertigter Muster lagen bei 5 ··· 25 mA/V. Zum Vergleich wird das Ersatzschaltbild der Elektronenröhre herangezogen (Bild 6). Die Kapazität C_{ga} liegt bei Pentoden in der Größenordnung von $1 \cdot 10^{-3} \cdots 5 \cdot 10^{-3}$ pF, die Kapazität C_{gk} in der Größenordnung von 5 ··· 10 pF. Der elektronische Eingangswiderstand R_{el} wird erst bei sehr hohen Frequenzen wirksam, nämlich dann, wenn die Schwingungsdauer der zu verstärkenden Frequenz in die Größenordnung der Elektronenlaufzeit kommt. Die Steilheiten üblicher Elektronenröhren liegen in der Größenordnung von 5 mA/V. Für kleine Aussteuerungen gilt auch hier die Steuergleichung

$$\mathfrak{I}_a = S\,(\mathfrak{U}_g + D_a \cdot \mathfrak{U}_a) \qquad (7)$$

$D_a \cdot U_a$ wird als Verschiebespannung bezeichnet. Beim Dünnfilmtransistor tritt eine Verschiebespannung dieser Art nicht auf. Verschiebungen der Kennlinie werden lediglich durch den unterschiedlichen Absättigungsgrad der unbeweglichen Fangstellen verursacht. Im Bild 7 sind die Gitterkennlinien der Elektronenröhre und des Dünnfilmtransistors dargestellt.

An gefertigten Mustern wurden Verstärkungs-Bandbreitenprodukte von 15 MHz bei Verstärkungen von 80 ··· 150 gemessen [2] [3] [4]. Beim Betrieb als Oszillator sind Frequenzen bis zu 17 MHz erzeugt worden. Wie die Elektronenröhre kann der Dünnfilmtransistor in Senken-, Quellen- und Gitterbasisschaltung betrieben werden. Die entsprechenden Ersatzschaltbilder sind im Bild 8 dargestellt. Danach wird bei Kleinsignalbetrieb

für die Quellenbasisschaltung

a) der Ausgangsleitwert

$$\mathfrak{Y}_a = \frac{1}{R_{Si}} + \frac{(1 + j\omega CR)(1 + SR_i)}{R_i + R + j\omega CR R_i} \qquad (8)$$

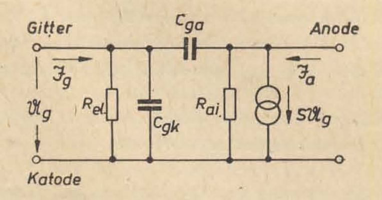


Bild 6: Ersatzschaltbild der Elektronenröhre

Mit den praktisch vorkommenden Werten ($1/\omega C$; $R \gg R_i$; $1/S$; $R_{Si} = 10$ kΩ) und den gültigen Näherungen für niedrige Frequenzen ($\omega C \ll 1/R_i$; S; $1/R_{Si}$) wird näherungsweise

$$\mathfrak{Y}_{a\,(NF)} \approx \frac{1}{R_{Si}}$$

b) den Eingangsleitwert

$$\mathfrak{Y}_e = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{\left(\frac{1}{R} + j\omega C\right)\left(S + \frac{1}{R_{Si}} + \frac{1}{R_a}\right)}{\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{R_{Si}} + \frac{1}{R_a}} \qquad (9)$$

$$\mathfrak{Y}_{e\,(NF)} \approx 2{,}5\left(\frac{1}{R} + j\omega C\right) \to 0$$

für die Gitterbasisschaltung

a) der Ausgangsleitwert

$$\mathfrak{Y}_a = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{R_i + R_{Si} + SR_i \cdot R_{Si}}$$

$$\mathfrak{Y}_{a\,(NF)} \approx \frac{1}{R_i + R_{Si} + SR_i \cdot R_{Si}} \qquad (10)$$

b) der Eingangsleitwert

$$\mathfrak{Y}_e = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_a} + j\omega C\right)(1 + SR_{Si})}{1 + \frac{R_{Si}}{R_a} + \frac{R_{Si}}{R} + j\omega C R_{Si}}$$

$$\mathfrak{Y}_{e\,(NF)} \approx \frac{\frac{1}{R_a}(1 + SR_{Si})}{1 + \frac{R_{Si}}{R_a}} \qquad (11)$$

für die Senkenbasisschaltung

a) der Ausgangsleitwert

$$\mathfrak{Y}_a = \frac{1}{R_{Si}} + \frac{1 + SR + j\omega CR}{R + R_i(1 + j\omega CR)}$$

$$\mathfrak{Y}_{a\,(NF)} \approx \frac{1}{R_{Si}} + S \qquad (12)$$

b) der Eingangsleitwert

$$\mathfrak{Y}_c = \frac{1}{R} + j\omega C + \left(\frac{1}{R} + j\omega C\right)\frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_{Si}}}{\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_{Si}} + S}$$

$$\mathfrak{Y}_{e\,(NF)} = 1{,}6\left(\frac{1}{R} + j\omega C\right) \to 0 \qquad (13)$$

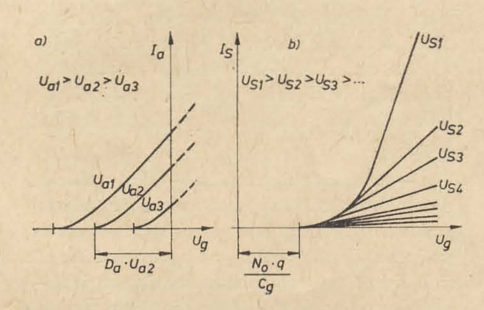


Bild 7: Der Senken- bzw. Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gitterspannung, a) für die Elektronenröhre, b) für den Dünnfilmtransistor

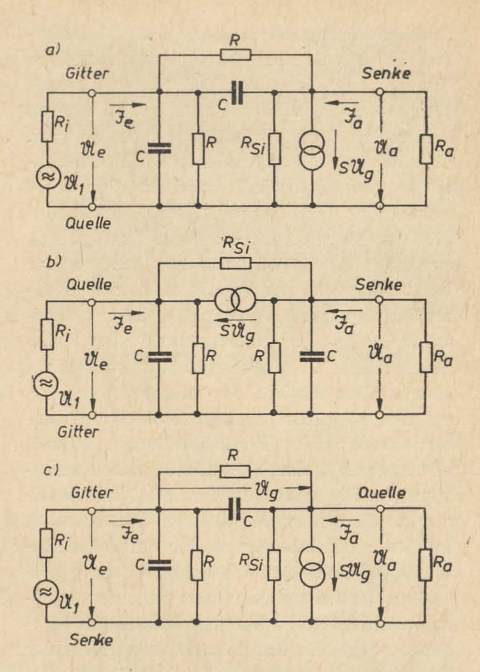


Bild 8: Ersatzschaltungen des Dünnfilmtransistors, a) in Quellenbasisschaltung, b) in Gitterbasisschaltung, c) in Senkenbasisschaltung

Der Dünnfilmtransistor in der Mikroelektronik

Die Mikroelektronik wird mit steigender Kompliziertheit elektronischer Geräte eine immer zwingendere Notwendigkeit. Die ersten Schritte dazu waren die gedruckten Schaltungen und die Modultechnik. In den letzten Jahren kam es zur Entwicklung der Molekularelektronik. Die ersten Schritte in dieser Hinsicht sind die Festkörperkreistechnik und die Dünnfilmtechnik.

In der Festkörperkreistechnik werden in einem Halbleitereinkristall mehrere Transistoren, Widerstände und Kondensatoren zu einer Schaltung zusammengefaßt, mit Anschlüssen versehen und beispielsweise in einem Transistorgehäuse untergebracht.

Einen anderen Weg beschreitet die Dünnfilmtechnik. Auf ein Substrat werden Widerstandsbahnen und Kapazitäten aufgedampft. Diese passiven Bauelemente haben bessere elektrische Eigenschaften als die Bauelemente der Festkörperkreistechnik. Ihre Konstitution entspricht völlig der unserer klassischen elektronischen Bauelemente. So werden z. B. die Kapazitäten in der Dünnfilmtechnik in der üblichen Plattenkondensatoranordnung Metall-Dielektrikum-Metall hergestellt, indem auf einen aufgedampften Tantalfilm das Dielektrikum (Ta_2O_5) durch elektrolytische Oxydation des Tantals aufgebracht wird. Als Gegenelektrode wird ein Aluminiumfilm aufgedampft. Diese Kapazitäten sind in großen Grenzen spannungsunabhängig und daher lineare Bauelemente. Anders ist dies bei den Kapazitäten der Festkörperkreistechnik. Hier werden die Kapazitäten durch die Raumladungen eines in Sperrrichtung vorgespannten pn-Überganges gebildet. Diese Kapazität ist stark spannungsabhängig, das Bauelement ist deshalb nichtlinear. Darüber hinaus führt die „Anbringung" isolierter Strompfade, die zur Verbindung der Bauelemente nötig sind, in der Festkörperkreistechnik zu einigen Komplikationen. In der Dünnfilmtechnik sind diese

Probleme einfacher lösbar. Die Dünnfilmtechnik besaß aber einen entscheidenden Nachteil, nämlich den, daß bisher mangels geeigneter aktiver Bauelemente Transistoren in die Schaltung eingelötet werden mußten. Da aber dieser Weg bereits in der Modultechnik angewendet wird, bedeutet dies keine wesentliche Verbesserung. Hier soll der Dünnfilmtransistor Abhilfe schaffen. Er fügt sich entsprechend seines Aufbaues und seiner Herstellung völlig in die technologische Konzeption der Dünnfilmtechnik ein. Die elektrischen Daten der gefertigten Muster lassen ein breites Anwendungsgebiet vermuten. Eine weitere Absicht der Mikroelektronik ist es, mit möglichst wenig Arten von Bauelementen in einem Funktionsblock und damit mit wenigen technologischen Schritten auszukommen. Die radikalste Vereinfachung ist die direkte Kopplung der aktiven Bauelemente. In dieser Hinsicht eignet sich der Dünnfilmtransistor mit Anreicherungssteuerung besonders gut zur Integration in einen molekularelektronischen Funktionsblock (als Integration wird die Zusammenfassung mehrerer Bauelemente zu einem Funktionsblock bezeichnet).

Zusammenfassung

Die physikalische Wirkungsweise wird anhand des einfachen Plattenkondensatormodells erläutert. Die Kennwerte gefertigter Muster werden genannt und die elektrischen Eigenschaften mit denen der Elektronenröhre verglichen. Im Hinblick auf die Mikrominiaturisierung wird die Notwendigkeit des Dünnfilmtransistors in der Dünnfilmtechnik begründet.

Literatur

[1] Shockley, W.: The unipolar-fieldeffect-transistor. Proc. IRE vol 40 (1952) H. 11 S. 1365

[2] Weimer, P. K.: The TFT-a new thin-film transistor. Proc. IRE vol 50 (1962) H. 6 S. 1462—1469

[3] Borkan, H.; Weimer, P. K.: An analysis of the characteristics of insulated gate thin-film transistors. RCA Review vol XXIV (Juni 1963) H. 2 S. 153—166

[4] Shallcross, F. V.: CdSe thin-film transistor. Proc. IEEE vol 51 (1963) H. 5 S. 851

Der gute Nachbar

Jedermann weiß, daß ein Fernsehgerät gelegentlich einmal den Dienst aufkündigt. Was tut Herr Schulze, Lehmann oder Meier nun? Er trachtet, sein häusliches Unterhaltungsinstrument schnellstmöglich repariert zu bekommen. Doch die Vertragswerkstatt ist weit, der Empfänger schwer, der Meister besetzt und ohnehin wohlhabend ... Herr Schulze scheut Zeit, Weg, Mühe und Kosten.

Aber da ist ja der gute Nachbar. Sie kennen ihn nicht? Sie Glücklicher! Der gute Nachbar ist jener hilfreiche Mensch, der nun an die Reparatur herangeht. Er ist wohlmeinend und fühlt sich stets kompetent.

Bei einigen Tassen Kaffee entwickelt er erst einmal seine Meinung hinsichtlich des allgemeinen Qualitätsstandes unserer Fernsehproduktion und gibt Anekdoten aus dem reichen Schatz seiner Erfahrungen zum besten. Herr Schulze, genügend eingeschüchtert, fragt sich, wieso der Kasten überhaupt jemals ging und ist selig, eine solche Kapazität erwischt zu haben, die alle Sünden der Herstellerfirma mit Genialität und reichem Erfahrungsschatz ausmerzen wird.

Der gute Nachbar geht nun an die Beschaffung eines Stromlaufplans. Man sieht, er ist ein Kenner; er weiß, daß jedes Gerät einen solchen hat. Mangel an Meßgeräten hemmt ihn nicht; er hat einen nassen Finger, einen „Multiprüfer" seines Neffen und viel Initiative, die durch keinerlei Sachkenntnis gehemmt wird.

Und nun geht er ran. Es ist ja auch ganz einfach: Läßt ein Kondensator Gleichstrom durch, ist er eben defekt und muß ausgewechselt werden. Ein Widerstand hingegen läßt immer etwas Strom durch, sonst ist er ebenfalls defekt. Röhren sind prinzipiell verdächtig, außerdem bekommt man eine Menge davon nicht so leicht zu kaufen. Die Bildröhre ist wahrscheinlich in Ordnung, so lange sie noch hell wird. Herr Schulze hält geduldig den Lötkolben und nährt eine wachsende Verachtung für das „Schunddings", das soviel Eifer und Investitionen trotzt ...

Und wenn genügend Freizeit, Lötzinn, Geld, Kaffee und Initiative dran gewendet ist ... Sie haben es erraten: Dann kommt das Gerät zur Werkstatt, wo es allen Kennern Seufzer der Bewunderung entlockt. Und ganz am Schluß kommt die Rechnung der Werkstatt, und Herr Schulze ist empört: Da sieht man mal wieder, wie die Handwerker ihr Geld im Schlaf verdienen!

Und das ist das Kuriosum: Dem guten Nachbarn billigen die fernsehenden „Schulzes" mehr Zeit und Geld und Risiko zu als jedem Fachmann ... Und das versteht nicht mal der noch bessere Nachbar aus dem 1. Stock, der allenfalls bei Trabant-Reparaturen helfend eingreift.

Sie — und Ihre Bekannten — sind natürlich nicht gemeint. Sie sind vielmehr höchstwahrscheinlich, als Leser einer Fachzeitschrift, zu jenen Unglücklichen zu rechnen, über die sich der Zorn von Herrn Schulze ergießt — nachdem Sie mit viel Mühe die Spuren seines Nachbarn aus Herrn Schulze's Fernsehempfänger getilgt haben! Oder ...?

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik · Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 3 (1964)

■ Halbleiterbauelemente als elektronische Schalter

Es werden wichtige Kennwerte des Schalters angegeben, die verschiedenen physikalischen Wirkungsmechanismen der Halbleiterbauelemente, die als Schalter eingesetzt werden können, erläutert, und es wird daraus phänomenologisch deren Schaltverhalten gefolgert. Speziell für den Transistor werden die Kennwerte, die das Schaltverhalten beschreiben, näher betrachtet.

■ Der Mesatransistor — Gleichstromverhalten

Anhand des strukturellen Aufbaues des Mesatransistors wird auf die Besonderheiten eingegangen, die er gegenüber den herkömmlichen Bauformen von Hochfrequenztransistoren besitzt.
Die Besonderheiten drücken sich in einigen Effekten aus, wie man sie im Gleichstromverhalten, im Kleinsignalniederfrequenzverhalten, vornehmlich aber bei höheren Frequenzen und im Rauschen, feststellen kann. Der meist am Gehäuse liegende Kollektor zwingt zu neuen Schaltungen im Hochfrequenzverstärker.

■ Berechnung von Transistorbreitbandverstärkern nach dem Pol-Nullstellen-Verfahren, Teil II

In dem Aufsatz wird das frequenzabhängige Verhalten rückgekoppelter Transistorbreitbandverstärker berechnet, und es werden Verfahren zur Synthese solcher Verstärker entwickelt.

■ Die Meßgrenzen einiger direktanzeigender Hochfrequenz-Durchgangsleistungsmesser

Bei Untersuchungen mit direktanzeigenden HF-Leistungsmessern (nach Bader bzw. McNamara) zeigt sich im Bereich einiger MHz eine stark fehlerbehaftete Leistungsanzeige. Diese Fehlanzeige wird auf die bei diesen Frequenzen wirksam werdende Schaltkapazität zurückgeführt. Es werden Grenzbedingungen angegeben, deren Beachtung für eine einwandfreie Leistungsmessung notwendig ist.

■ Die Bildung unerwünschter Frequenzen in Senderendstufen und Empfängereingangsstufen

Es wird über die Bildung von Nebenwellen (spurios emissions) durch Kreuzmodulation in Senderendstufen, insbesondere des UKW-Frequenzbereichs, und deren Auswirkungen auf den einwandfreien Empfang von UKW- und Fernsehprogrammen berichtet. Dabei werden allgemein gültige Beziehungen zur Berechnung dieser Effekte angegeben und am Beispiel einer UKW-Senderendstufe zahlenmäßig belegt. Ferner wird auf die Kreuzmodulationseffekte in handelsüblichen UKW- und Fernsehempfängern eingegangen.

■ Zum Problem der Fließfertigung in der Montage elektronischer Meßgeräte

■ Verbesserung der Qualität von Schichtwiderständen

Aus der Reparaturpraxis

Die häufigsten Fehler im Transistorempfänger und deren hauptsächlichsten Ursachen

Bei der Fehlersuche in Transistorempfängern sind gegenüber Röhrenempfängern besondere Vorsichtsmaßregeln zu beachten. Bei der Signalzuführung gibt die Methode der Fingerprobe beim Abtasten der Leiterplatte nicht immer eindeutige Ergebnisse. Es ist ratsam, einen Multivibrator oder Sperrschwinger zur Signalzuführung und einen aperiodischen Verstärker zur Signalverfolgung zu verwenden.
Ein zum Teil erheblicher Unterschied beider Empfängerarten besteht in der geringeren Größe der Bauelemente der Transistorempfänger, die deshalb auch eher Fehler aufweisen. Hinzu kommt der gedrängte Aufbau vieler kleiner Taschenempfänger, der bei einer Reparatur sehr viel Fingerspitzengefühl erfordert.
Es soll weiterhin auf eine einwandfreie Kontrolle der Batteriespannung hingewiesen werden. Bei Untersuchungen von Transistorempfängern hat außerdem eine allgemeine Messung der Betriebsspannungen bei +20 °C an den Transistoranschlüssen voranzugehen, wodurch sich schon wichtige Hinweise (z. B. falsche Basisvorspannungen) und etwaige Fehler an den Transistoren ergeben.
Eine gründliche optische Kontrolle — insbesondere der Leiterplatte und der Litzenverbindungen — sollte bei Reparaturen dieser Empfänger gleich zu Beginn vorgenommen werden.
Die folgende Fehlersuchtafel gibt einen bescheidenen Überblick über die häufigsten Fehler aus der Transistor-Reparaturtechnik. Ebenso wie bei den Röhrenempfängern treten auch bei den Transistorempfängern eine große Zahl von Fehlern in der Praxis auf, die unmöglich alle aufgeführt werden können.
Einige Bezeichnungen der Bauelemente sowie Hinweise in den Klammern der folgenden Übersicht gelten für die Schaltung des „Sternchen". Die gegebenen Hinweise sind jedoch auch für andere Transistorempfänger mit ähnlicher Schaltung zutreffend.

Kein Empfang
Lautsprecher gibt keinen Sender und keinerlei Geräusch wieder

Kontrolle	Kontrollergebnis	Mögliche Fehler	Fehlerermittlung und Abhilfe
Batteriespannung bei Belastung, d. h. mit entsprechendem Belastungswiderstand messen (900 Ω entspricht ungefähr dem Betrieb des Gerätes „Sternchen" bei voller Lautstärke)	Spannungswert stimmt	Ein-Ausschalter (S_1) defekt oder verunreinigt	Schalter auswechseln oder Kontakt reinigen
	Schalter in Ordnung	Lautsprecherbuchse kein Kontakt oder Verbindungslitze unterbrochen	Kontaktfeder justieren; Litze auswechseln
		Lautsprecher defekt Ausgangstransformator defekt	Lautsprecher und Ausgangstrafo prüfen; eventuell auswechseln
		ein Elko (z. B. C_{23}) oder ein Keramikkondensator, z.B. C_{26} (1. Variante des „Sternchen"), hat Schluß oder ist taub (ohne Kapazität)	Elko oder Keramikkondensator prüfen; eventuell auswechseln
		Transistor im NF-Teil fehlerhaft (T_4 oder T_5, T_6)	Transistor prüfen [2]) Transistor eventuell gegen einen einwandfreien gleichen Typ auswechseln
		schlechte Lötstelle auf der Leiterplatte; insbesondere in der NF-End- oder -Vorstufe	Lötstellen überprüfen und, wenn nötig, vorsichtig nachlöten
	Spannungswert ist unter 40 bis 50% einer neuen Batterie abgesunken	Batterie verbraucht	Batterie auswechseln
		Batterieanschlüsse oxidiert; Batterie ausgelaufen	Batterieanschlüsse reinigen; eventuell Batteriebehälter mit einer Aqua destillata-Essig-Lösung 10 : 1 auswaschen, gut mit Aqua destillata nachspülen und mit Heißluftdusche trocknen oder auswechseln
Lautsprecher gibt ein Geräusch aber keinen Sender wieder			
Spannung an den Kollektoren der Transistoren, insbesondere der im NF-Teil, messen	Spannungswerte zu niedrig	Batterie verbraucht	Batterie auswechseln
	Spannungswerte stimmen mit den Angaben des Herstellers überein		

Kein Empfang
Lautsprecher gibt ein Geräusch, aber keinen Sender wieder

Kontrolle	Kontrollergebnis	Mögliche Fehler	Fehlerermittlung und Abhilfe
der Basis des Transistors T_4 ein NF-Signal [1]) zuführen; das Signal muß vom Lautsprecher wiedergegeben werden	Signal bzw. Geräusch nicht hörbar	Transistor (T_4) defekt	Transistor prüfen [2]) Transistor eventuell gegen einen einwandfreien gleichen Typ austauschen
	Signal bzw. Geräusch hörbar		
der Basis der ZF-Transistoren T_3, T_2 ein ZF-Signal über 100-pF-Kondensator zuführen [1]) Das Signal muß vom Lautsprecher wiedergegeben werden		ZF-Bandfilter defekt; Spulen L_7 bis L_{10} unterbrochen; Kondensatoren C_{13}, C_{18} defekt	ZF-Bandfilter prüfen; eventuell probeweise austauschen, um damit die in diese eingebauten Bauelemente mit zu erfassen
	Signal bzw. Geräusch nicht hörbar	Transistor T_2 oder T_3 defekt	befindet sich der Transistor in einem ZF-Bandfilter, wird dieses am besten probeweise ausgetauscht
		Überbrückungskondensator (z. B. C_{14}) hat Schluß	Kondensator auswechseln
	Signal bzw. Geräusch hörbar		
der Basis des Misch- und Oszillatortransistors T_1 ein HF- oder ZF-Signal über 100-pF-Kondensator zuführen [1])	Signal bzw. Geräusch nicht hörbar	Misch- und Oszillatortransistor defekt (T_1)	Transistor prüfen [2]) eventuell probeweise gegen einen einwandfreien gleichen Typ auswechseln
		ZF-Bandfilterspulen (L_5 und L_6) unterbrochen; Kondensator (C_9) defekt	vermutlich defektes Bauelement prüfen; eventuell probeweise austauschen
		Oszillatorspule (L_3/L_4) unterbrochen oder hat Schluß	Spulen auf Durchgang und Schluß untersuchen; am besten probeweise gegen neue einwandfreie Spulen austauschen
Skala auf den Ortssender einstellen (eventuell auch Prüfgenerator — moduliert — benutzen)	Geräusch, aber der eingestellte Ortssender nicht hörbar	Koppelspule (L_2) auf Ferritstab unterbrochen (1. Variante des „Sternchen")	Koppelspule mit geeignetem Leitungsprüfer ($I \leqq 3$ mA) auf Durchgang prüfen
	Signal bzw. Geräusch hörbar	Antennenspule (L_1) ist unterbrochen oder hat Schluß (1. Variante des „Sternchen")	Spulen mit Leitungsprüfer (Kurzschlußstrom $\leqq 3$ mA) auf Durchgang untersuchen, dabei wenn nötig einseitig ablöten

Geringe Empfindlichkeit

Kontrolle	Kontrollergebnis	Mögliche Fehler	Fehlerermittlung und Abhilfe
Abstimmskala durchdrehen bzw. Empfangsversuch durchführen (eventuell eine Koppelspule und Prüfgenerator — moduliert — benutzen). Die Koppelspule besteht aus vier Drahtwindungen (isolierte Litze), die über den Empfänger zur Ankopplung gewickelt werden. An beide Spulenenden schließt man dann den Prüfgenerator an (siehe Abgleichanweisung des Transistorsupers 57/69 TT)	Aussetzen bei hoher Frequenz (300 kHz, 1500 kHz; 12 MHz d.h. bei L-, M- oder K-Wellenempfang)	Kopplungskondensator (C_5) in der Misch-Oszillatorstufe defekt	Kondensator probeweise auswechseln
		Misch-Oszillatortransistor (T_1) defekt	Transistor probeweise gegen einen gleichen Typ austauschen
		ein Schwingkreis verstimmt (z B. L_1 — C_1)	verstimmten Schwingkreis ermitteln und mit Prüfgenerator richtig abgleichen
	geringe Empfindlichkeit bei hoher Frequenz (300 kHz; 1500 kHz; 12 MHz)	Ferritstab zerbrochen	Ferritstab oder gesamte Ferritstabantenne erneuern
		Antennen- bzw. Vorkreis- oder Koppelspule (L_1 bzw. L_2) gelockert und verrutscht	durch Verschieben der gelockerten Spule Empfänger auf maximale Lautstärke abgleichen und danach Spule mit Duosan festkleben
		Misch-Oszillatortransistor (T_1) defekt	Transistor probeweise gegen einen passenden gleichen Typ austauschen
	geringe Empfindlichkeit bei niedriger Frequenz (150 kHz; 520 kHz; 6 MHz)	Misch-Oszillatortransistor (T_1) defekt	Transistor probeweise austauschen gegen einen gleichen Typ
		ein Schwingkreis verstimmt (z. B. L_1 — C_1/C_2)	verstimmten Schwingkreis ermitteln und mit Prüfgenerator neu abgleichen
Abstimmskala durchdrehen bzw. Empfangsversuch durchführen; (eventuell eine Koppelspule und Prüfgenerator — moduliert — benutzen); dabei die Schwundregelspannung kontrollieren	geringe Empfindlichkeit im allgemeinen	ZF-Verstärker-Transistor (T_2 oder T_3) defekt	betreffenden ZF-Verstärkertransistor mit Hilfe eines Signalverfolgers oder Signalgebers (Prüfgenerators) ermitteln[2])
		Überbrückungskondensator (C_{12}, C_{14}, C_{15}, C_{17}) im ZF-Verstärkerteil defekt	defekten Kondensator durch probeweises Überbrücken mit Prüfkondensator ermitteln, eventuell den vermutlich defekten einseitig auslöten
		ZF-Kreis verstimmt (L_5/C_9, L_7/C_{13}, L_9/C_{18})	verstimmten ZF-Kreis mit Hilfe eines Signalverfolgers oder Signalgebers (Prüfgenerators) ermitteln und neu abgleichen
Abstimmskala durchdrehen bzw. Empfangsversuch durchführen (eventuell Koppelspule und Prüfgenerator benutzen) und dabei die Schwundregelspannung mit einem 20 kΩ/V-Spannungsmesser kontrollieren	Schwundregelspannung zwischen R_{12} und C_{20} zu hoch (≈800 mV bei starkem Sender)	Widerstand (R_5, R_6, R_{12} oder R_{13}) im Schwundregelkreis defekt	defekten Widerstand ermitteln und auswechseln
	keine Schwundregelspannung am Transistor T_2	Demodulatordiode (D_2) defekt; letztes ZF-Bandfilter (L_9/C_{18}) verstimmt	Demodulatordiode probeweise austauschen; letzten ZF-Kreis nachabgleichen
		HF-Überbrückungskondensator (C_{19}, C_{20}) im Diodenkreis hat Schluß	Kondensator probeweise austauschen
		Widerstand (R_{12}, R_6) im Schwundregelkreis unterbrochen Überbrückungskondensator (C_{10}) der geregelten ZF-Stufe hat Schluß	defekten Widerstand oder Kondensator ermitteln und auswechseln

Geringe Lautstärke

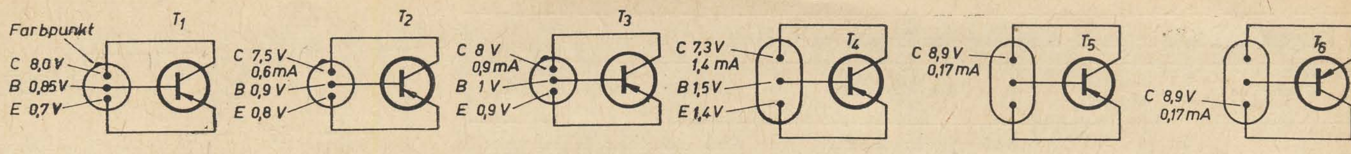
Kontrolle	Kontrollergebnis	Mögliche Fehler	Fehlerermittlung und Abhilfe
NF-Teil kontrollieren, Signalgeber (Tongenerator mit definierbarer Ausgangsspannung) benutzen	NF-Vor-, Treiber- oder Endstufe verstärken nicht genügend	Emitterkondensator in einer dieser Stufen defekt (z. B. C_{32})	Kondensator probeweise austauschen; eventuell vermutlich defekten Kondensator einseitig ablöten
		NF-Transistor in einer dieser Stufen defekt	Transistor prüfen[2]) oder probeweise durch einen Prüftransistor ersetzen
		Widerstand unterbrochen	Widerstand mit einem entsprechendem Prüfwiderstand probeweise überbrücken; auch Kontrollmessung mit geeignetem Ohmmeter (Kurzschlußstrom < 3 mA) durchführen, dabei Widerstand eventuell einseitig ablöten
		Treibertransformator, Ausgangstransformator oder Lautsprecher fehlerhaft (z. B. Windungsschluß)	mit Signalgeber fehlerhaftes Bauelement einkreisen. Transformator und notfalls auch Lautsprecher durch Prüflinge ersetzen

Verzerrte Wiedergabe

Kontrolle	Kontrollergebnis	Mögliche Fehler	Fehlerermittlung und Abhilfe
Batteriespannung messen und Schwundregelspannung kontrollieren	Schwundregelspannung fehlt oder ist zu niedrig	Batterie verbraucht oder Widerstand in Regelleitung defekt	Batterie gegen eine einwandfreie neue auswechseln; defekten Widerstand ermitteln und auswechseln
	Batteriespannung zu niedrig	Batterie verbraucht	
Empfänger mit eingestelltem Sender abhören	Wiedergabe ist verzerrt	Koppelkondensator (C_{21}) zwischen Demodulator-, NF-Vor- und Treiberstufe hat Schluß oder ist taub (ohne Kapazität)	Prüfkondensator anwenden; Koppelkondensator einseitig auslöten
		Siebkondensator (C_{14}) zwischen Fußpunkt der Basis-Koppelspule und Kollektor-Kreisspule hat Schluß	Prüfkondensator anwenden; verdächtigen Kondensator einseitig auslöten
		Demodulator- oder Dämpfungsdiode (D_1 oder D_2) defekt	Dioden probeweise austauschen
		Überbrückungskondensator (C_{22}) parallel zum Emitterwiderstand des Treibertransistors hat Schluß oder ist taub	Prüfkondensator anwenden. Defekten Kondensator eventuell einseitig auslöten
		(NF-Vorstufen-) Treiber- oder Endstufentransistor ($T_4 \cdots T_6$) oder auch HF-Transistor defekt; Widerstand (R_6) defekt	Transistor prüfen[2]) oder durch Prüftransistor ersetzen; Widerstand (R_6) prüfen
		Treiber- oder Ausgangstransformator haben Windungsschluß	Transformator probeweise auslöten und Ersatztrafo einsetzen
		Überbrückungskondensator (C_{24}) im NF-Teil hat Schluß	Prüfkondensator anwenden. Defekten Kondensator einseitig auslöten
		Lautsprecher defekt	Prüflautsprecher anwenden

Blubbern

Kontrolle	Kontrollergebnis	Mögliche Fehler	Fehlerermittlung und Abhilfe
Batteriespannung unter Belastung messen	Batteriespannung zu niedrig (unter 50% der Nennspannung)	Batterie verbraucht	neue Batterie einsetzen
Empfänger mit eingestelltem Sender abhören	Batteriespannung besitzt den Wert der Nennspannung bzw. ist ausreichend groß	ZF-Bandfilterkreise verstimmt	ZF-Bandfilterkreise nachabgleichen
		Überbrückungskondensator im ZF- oder NF-Teil hat Unterbrechung oder ist taub; ohne Kapazität	Prüfkondensator anwenden. Vermutlich defekten Kondensator damit überbrücken
		Koppelkondensator (C_{21}) im NF-Teil hat keinen Durchgang	mit Prüfkondensator überbrücken
		Sieb-Elektrolytkondensator (C_{23}) in Batteriezuleitung defekt	mit Prüfelektrolytkondensator überbrücken
		fehlerhaftes Bauelement im Gegenkopplungszweig	mittels Prüfbauelemente Fehler suchen



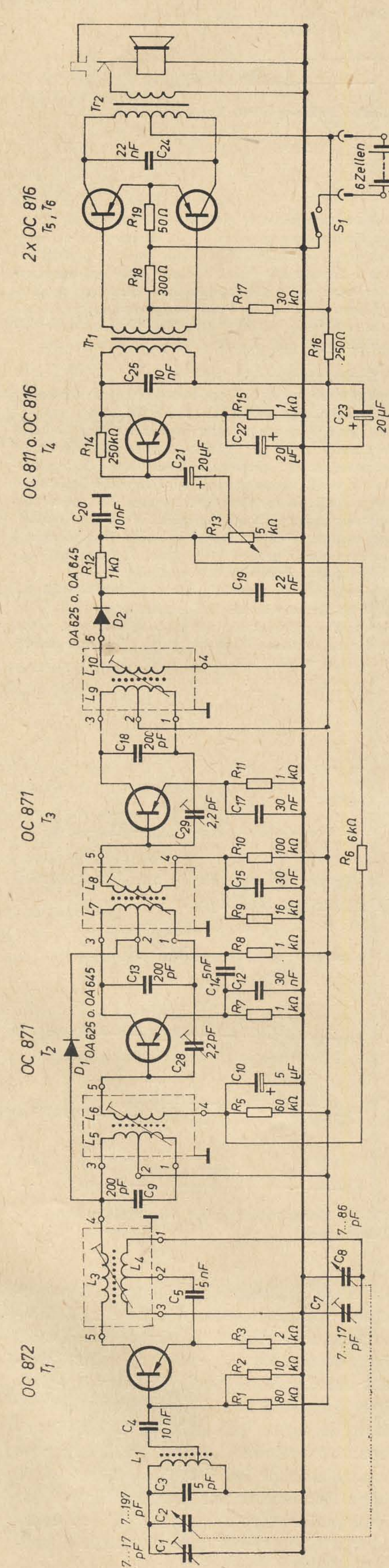


Bild 1: Schaltbild des Transistorsuper „Sternchen" 57/69 TT-3

Pfeifen, Kreischen und Krachen

Kontrolle	Kontrollergebnis	Mögliche Fehler	Fehlerermittlung und Abhilfe
Batteriespannung unter Belastung messen	Batteriespannung zu niedrig (unter 50% der Nennspannung)	Batterie verbraucht	neue Batterie einsetzen
Empfänger mit eingestelltem Sender abhören	Batteriespannung besitzt den Wert der Nennspannung bzw. ist ausreichend groß		
	(Pfeifen)	ZF-Verstärker verstimmt	ZF-Bandfilterkreise nachabgleichen
		fehlerhafter Kondensator im Neutralisationszweig (C_{28}, C_{29}); in der 1. Variante des „Sternchen" sind das die Kondensatoren (C_{11}, C_{16})	Kondensator probeweise austauschen
	(Kreischen)	ein Schwingkreis — auch ZF-Kreis — verstimmt	nachabgleichen
		Überbrückungskondensator hat Unterbrechung	mit entsprechendem Prüfkondensator überbrücken
	(Krachen)	Transistor defekt	vermutlich defekten Transistor gegen Prüftransistor auswechseln
		Wackelkontakt im gesamten Empfänger	Fehler durch vorsichtiges Abklopfen der Schaltungen ermitteln
		schlechte Lötstelle auf der Leiterplatte	Lötstellen mit Lupe kontrollieren und schlechte Lötstellen nachlöten

Allgemeine Fehler (nach Angaben des Empfängerbesitzers)

Kontrolle	Kontrollergebnis	Mögliche Fehler	Fehlerermittlung und Abhilfe
Empfänger mit eingestelltem Sender überprüfen	Batterieverbrauch zu hoch	Elektrolytkondensator (C_{23}) hat zu hohen Reststrom oder Schluß; desgleichen auch einer der anderen Kondensatoren	Gesamtstromaufnahme messen und mit der Nennstromaufnahme vergleichen defekten Kondensator suchen und auswechseln
		ein Transistor fehlerhaft (T_1 bis T_6)	Betriebswerte, insbesondere die Basis- und Emitterspannung des Transistors kontrollieren; vermutlich defekten Transistor probeweise auswechseln und ersetzen
		Basisvorspannung der Gegentakt-Endstufentransistoren (oder eines anderen Transistors) falsch eingestellt	Basisvorspannung bzw. Kollektorstrom auf vorgeschriebenen Betriebswert einregeln
		Kriechstrom durch ausgelaufene Batterien	Batteriebehälter mit einer Aqua-destillata-Essig-Lösung 10 : 1 reinigen, mit Aqua destillata gut abspülen und mit Heißluftdusche trocknen
	Sendereinstellung „läuft" fort oder Scheinschwund	Batterie fast verbraucht	Batterie erneuern
		Stabilisationselement (Gnomelement EAaT 1,5 V) verbraucht (betr. Transistorsuper „Stern 3")	Gnomelement EAaT 1,5 V erneuern
		Misch-Oszillatortransistor (T_1) fehlerhaft	Transistor probeweise auswechseln
		Stabilisation arbeitet nicht mehr einwandfrei (betr. „Stern 3")	Stabilisationstransistor mit Prüfgerät prüfen; eventuell auswechseln (betr. „Stern 3")
	Aussetzfehler und Krachen	Schalterkontakte (S_1) verschmutzt; bei manchen Geräten auch Wellenschalter	Schalterkontakte reinigen
		Misch-Oszillatortransistor (T_1) fehlerhaft	Transistor prüfen[2]); eventuell probeweise auswechseln
		Batterieanschlüsse verschmutzt oder locker	Batterieanschlüsse reinigen und nachbiegen
		„kalte" Lötstelle in der Leiterplatte	„kalte" Lötstelle mit der Lupe suchen und nachlöten
		Riß in der gedruckten Leiterplatte	Riß mit der Lupe oder Leitungsprüfer feststellen und mit Drahtverbindung überbrücken

Allgemeine Fehler (nach Angaben des Empfängerbesitzers)

Kontrolle	Kontrollergebnis	Mögliche Fehler	Fehlerermittlung und Abhilfe
	Aussetzfehler und Krachen	Abstimmdrehkondensator fehlerhaft; Plattenschluß oder Kontaktfehler	Drehkondensator in bekannter Weise untersuchen und reinigen; eventuell auslöten
		Stabilisationselement (Gnomelement EAaT 1,5 V) verbraucht; Stabilisations-Transistor oder Widerstand defekt (Stern 3)	Gnomelement erneuern; verdächtigen Widerstand auswechseln; Stabilisations-Transistor mit Prüfgerät prüfen ($\beta = 10$)
		Lautstärkeregler verschmutzt	Lautstärkeregler reinigen oder auswechseln
		ein Elektrolytkondensator hat teilweise Schluß	Prüfelko verwenden, eingebauten Elko einseitig auslöten
		ein Widerstand hat teilweise Unterbrechung	Prüfwiderstand anwenden, probeweise überbrücken
		ein Kondensator hat teilweise Unterbrechung	Prüfkondensator anwenden, probeweise überbrücken
		Demodulatordiode fehlerhaft	Prüfdiode anwenden
Rauschen			
	a) bei zugedrehtem Lautstärkeregler	Transistor im NF-Teil fehlerhaft (T_4)	Transistor probeweise auswechseln
	b) bei aufgedrehtem Lautstärkeregler	Transistor im HF-Teil fehlerhaft	

Bemerkung:
Rauschen bei zugedrehtem Lautstärkeregler hat oft seine Ursache im NF-Teil. Ein rauschender NF-Transistor kann durch Überbrücken seines Außenwiderstandes mit einem etwa 5-μF-Elektrolytkondensator ermittelt werden. Hört das Rauschen hierbei auf, so ist der dazugehörige Transistor die Rauschquelle.
In Geräten mit NF-Vorstufe rauscht zuerst der NF-Vorstufentransistor, dann erst der Treibertransistor. Es ist auch mitunter erforderlich, beide zu wechseln. Probieren, ob der Treibertransistor rauscht. Es darf gar nichts zu hören sein, wenn der Vorstufentransistor abgelötet ist (betr. „Stern 3" und „Stern 4").

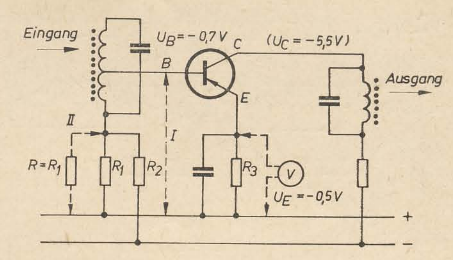


Bild 2: Prüfung einer Transistorstufe

[1]) Man kann mitunter auch beim Transistorempfänger die Fingerprobe anwenden. Zu diesem Zweck werden die Transistoranschlüsse mit einer Prüfspitze berührt, die mit der Hand Kontakt hat. Vom Lautsprecher wird dann ein zusätzliches Geräusch wiedergegeben. Ist kein Geräusch vorhanden, dann ist mit entsprechenden Hilfsmitteln (Signalgeber oder Signalverfolger mit Trennkondensator) vorzugehen.

[2]) Transistorprüfung im Empfänger
Transistoren lassen sich am besten ohne auszulöten im Empfänger folgendermaßen prüfen (Bild 2):
Mit einem Spannungsmesser von mindestens 20 kΩ/V wird zunächst der am Emitterwiderstand R_3 auftretende Spannungsabfall gemessen. Ohne den Spannungsmesser von R_3 abzuklemmen, wird dann die Basis B mit der Bezugsleitung direkt verbunden (I), wobei die Emitterspannung auf mindestens 0,1 V abfallen muß.
Legt man parallel zum Basisspannungsteilerwiderstand R_1 einen gleich großen Widerstand R, dann muß die Emitterspannung auf die Hälfte abfallen.
Die Basisspannung muß im Betrieb stets um 0,1 bis 0,2 V größer sein als die Emitterspannung.
Einwandfreie Prüfergebnisse ergeben sich nur, wenn in der betreffenden Transistorstufe alle Bauelemente in Ordnung sind.

Referate

K. Posel

Das überbrückte T-Glied zur Messung induktiver Scheinwiderstände

Electronic Technology 39 (1962) H. 8

Doppel-T-Glieder zum Messen von Scheinwiderständen sind seit einiger Zeit bekannt. Das Meßobjekt bildet dabei ein Glied der Schaltung. Der Vorteil gegenüber der Brükkenanordnung besteht darin, daß der Generator am Eingang und der Indikator am Ausgang der Schaltung einseitig an Masse gelegt werden können (Bild 1).
Im Heft 8 (1962) der Zeitschrift „Electronic Technology" beschreibt K. Posel eine vereinfachte Schaltung in Form des überbrückten T-Gliedes zum Messen induktiver Scheinwiderstände. Er geht dabei vom Doppel-T-Glied aus, das er in die äquivalente π-Schaltung umformt (Bild 2).

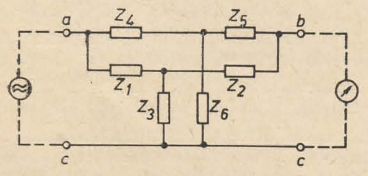


Bild 1: Doppel-T-Glied zur Messung von Scheinwiderständen

Bei Anwendung des Nullverfahrens muß der Widerstand Z_{ab} im abgeglichenen Zu-

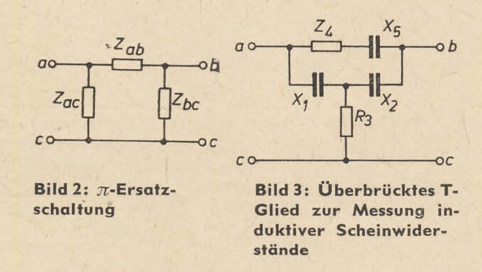


Bild 2: π-Ersatzschaltung

Bild 3: Überbrücktes T-Glied zur Messung induktiver Scheinwiderstände

stand der Schaltung unendlich groß sein. Aus dieser Bedingung folgt die Gleichung

$$N = Z_4 + Z_5 + \frac{Z_4\,Z_5}{Z_6} + Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1\,Z_2}{Z_3}$$

die den Nennerausdruck des Widerstandes Z_{ab} darstellt. Bei Abgleich ist $N = 0$. Der Verfasser untersucht anhand dieser Gleichung die zweckmäßigste Einordnung des Meßobjektes in die Schaltung unter Berücksichtigung der Forderung, daß Wirk- und Blindanteil getrennt und unabhängig voneinander abgeglichen werden können. Am günstigsten verhält sich die Schaltung nach Bild 3, wobei sich die Schaltung gegenüber der Doppel-T-Anordnung durch Wegfall von Z_6 und durch Einsatz rein ohmscher und rein imaginärer Widerstände vereinfacht. Tritt an die Stelle von Z_4 das Meßobjekt $A + jB$, so gilt bei Abgleich die Beziehung

$$N = O = A + jB - jX_5 - jX_1 - jX_2 + \frac{jX_1\,jX_2}{R_3}$$

Die Trennung von Real- und Imaginärteil liefert für das Meßobjekt

$$A = \frac{X_1\,X_2}{R_3} \qquad B = X_1 + X_2 + X_5$$

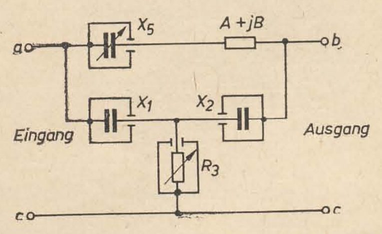


Bild 4: Meßschaltung mit eingezeichneten Abschirmungen

Als Abgleichglieder sind R_3 und X_5 vorgesehen. Den praktischen Aufbau der Meßeinrichtung zeigt Bild 4. Der besondere Vorteil dieser Anordnung ist, daß der Regler R_3 direkt und der Kondensator X_5 über den niedrigen Innenwiderstand des Generators an Masse liegen, so daß der Einfluß der Handkapazität während des Abgleichvorganges vernachlässigbar ist. Den Schluß der Arbeit bilden Untersuchungen über den Einfluß der Kondensatorverluste und Widerstandsinduktivitäten sowie über die Abgleichempfindlichkeit.

Wolf

33103